

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

FACOLTA' DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRICA

DIPARTIMENTO

DIE

TESI DI LAUREA

in

COMPATIBILITÀ ELETTROMAGNETICA E LABORATORIO L

**STUDIO NEL DOMINIO TEMPO-FREQUENZA DI
EMISSIONI CONDOTTE GENERATE DA CONVERTITORI
ELETTRONICI DI POTENZA**

CANDIDATO

Alberto Berardi

RELATORE:

Dott. Ing. Leonardo Sandrolini

CORRELATORE

Chiar.mo Prof. Ugo Reggiani

Dott. Ing. Marco Landini

Anno Accademico 2007/08

Sessione II

INDICE

INDICE	1
INDICE FIGURE.....	5
INDICE TABELLE	11
Introduzione	12
Capitolo 1	13
Compatibilità elettromagnetica	13
1.1 Cenni sulla EMC.....	13
1.2 Enti e normative EMC	16
1.3 La situazione italiana	17
1.4 Emissioni condotte.....	18
1.4.1 Generalità.....	18
1.4.2 Richiamo sui disturbi condotti di modo comune e di modo differenziale	18
1.4.3 Procedura di misurazione.....	22
1.4.4 LISN.....	22
1.4.5 Alimentatori a commutazione.....	26
Capitolo 2.....	29
Descrizione del banco prova	29
2.1 Descrizione circuitale.....	29
2.2 Caratteristiche del carico.....	34
2.3 Convertitore statico	37
2.3.1 Breve richiamo sulla tecnica di modulazione PWM.....	39
2.3.2 Mosfet	48
2.3.3 DSP	49
2.4 LISN.....	50

2.5 Gruppo di accumulatori.....	51
2.6 Sonde di corrente.....	51
2.7 Dispositivi di comando e protezione	54
Capitolo 3	55
Studio preliminare	55
3.1 Transitorio di carica e scarica del BUS DC	55
Capitolo 4	62
Prove sul convertitore statico in configurazione originale	62
4.1 Introduzione	62
4.2 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza.....	62
4.3 Commenti sulle prove nel dominio del tempo	71
4.4 Conclusioni.....	74
Capitolo 5	75
Prove sul convertitore statico con modifica dell'alimentazione del circuito di controllo.....	75
5.1 Introduzione	75
5.2 Alimentatore esterno	75
5.3 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza.....	78
5.4 Conclusioni.....	104
Capitolo 6	105
Prove sul convertitore statico tramite alimentazione esterna del circuito di controllo	105
6.1 Introduzione	105
6.2 Alimentatore lineare esterno	105
6.3 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza.....	113
6.4 Commenti sulle prove nel dominio del tempo	133
6.5 Conclusioni.....	139
Conclusioni.....	140
Appendice A.....	143
Analizzatore di spettro	143
Oscilloscopio	147
Sonde di corrente.....	148
Generalità	148
Sonde a nucleo chiuso	149
Sonde con nucleo apribile	149
Principio di funzionamento	150
Sonde per corrente continua.....	150

Sensore di Hall	151
Appendice B.....	152
Matlab	152
PSpice.....	152
Bibliografia	154

INDICE FIGURE

Figura 1 Schema del percorso della corrente CM.	19
Figura 2 Schema del percorso della corrente DM.	19
Figura 3 Esempio di carico monofase con involucro metallico collegato al PE.	20
Figura 4 Propagazione del disturbo CM.	20
Figura 5 Propagazione del disturbo DM.	20
Figura 6 Schema complessivo delle correnti CM e DM.	21
Figura 7 Schema elettrico di principio di una LISN.	23
Figura 8 Schema elettrico di collegamento delle LISN.	24
Figura 9 Circuito elettrico equivalente delle LISN per frequenze 150 kHz ÷ 30 MHz.	24
Figura 10 Schema del percorso delle correnti di CM e DM sulle LISN.	25
Figura 11 Schema elettrico di un convertitore DC/AC.	26
Figura 12 Schema tipico di un segnale temporizzato.	27
Figura 13 Spettro unilatero derivante dall'analisi di Fourier.	28
Figura 14 Schema elettrico generale.	32
Figura 15 Foto del banco prova allestito.	33
Figura 16 Foto splitter ZFSCJ-2-1 a sinistra e ZFSC-2-6-75 a destra.	33
Figura 17 Foto dei cavi smaltati su cui effettuare le misure sulle correnti CM e DM.	34
Figura 18 Foto del motore asincrono trifase.	35
Figura 19 Collegamento alla morsettiera del motore asincrono trifase.	36
Figura 20 Schema elettrico del convertitore statico DC/AC.	37
Figura 21 Foto del convertitore DC/AC.	38
Figura 22 Foto della console.	38
Figura 23 Grafico portante triangolare e modulante.	42
Figura 24 Grafico portante triangolare e modulante ingrandito.	42
Figura 25 Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.	43
Figura 26 Modulazione Bipolare.	43
Figura 27 Modulazione Unipolare.	44
Figura 28 Spettro armonico con modulazione Bipolare.	44
Figura 29 Spettro armonico con modulazione Unipolare.	45
Figura 30 PWM con controllo di corrente a frequenza variabile.	46
Figura 31 PWM con controllo di corrente a frequenza fissa.	47
Figura 32 Schema Mosfet.	48

Figura 33 Caratteristica dinamica dell'interruttore.....	48
Figura 34 Foto del gruppo di accumulatori.....	51
Figura 35 Foto della sonda di corrente Rohde & Schwarz.	52
Figura 36 Foto della sonda di corrente Fluke i30s.....	53
Figura 37 Guadagno della sonda di corrente Rohde & Schwarz.	54
Figura 38 Circuito elettrico per la simulazione con PSpice.....	55
Figura 39 Evoluzione temporale della tensione $v_c(t)$ nella fase di carica del BUS DC.....	57
Figura 40 Evoluzione temporale della corrente $i_c(t)$ nella fase di carica del BUS DC.....	57
Figura 41 Gradino di tensione quando viene attivato il pulsante di emergenza.	58
Figura 42 Schema elettrico del circuito di scarica del condensatore.	58
Figura 43 Evoluzione temporale di $v_c(t)$ nella fase di scarica del BUS DC.	59
Figura 44 Evoluzione temporale di $i_c(t)$ nella fase di scarica del BUS DC.	60
Figura 45 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.	65
Figura 46 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.	65
Figura 47 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.	66
Figura 48 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.	66
Figura 49 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.	67
Figura 50 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.	67
Figura 51 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.	68
Figura 52 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.	68
Figura 53 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive on.....	69
Figura 54 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive on.	69
Figura 55 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on e Limiti EN55011QP.	70
Figura 56 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on e Limiti EN55011QP.	70
Figura 57 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.	72
Figura 58 FFT della tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.....	72
Figura 59 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.	73
Figura 60 FFT della tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.....	73
Figura 61 Schema elettrico generale con 2 alimentazioni indipendenti.	77
Figura 62 Schema elettrico dell'alimentatore.	78
Figura 63 Foto dell'alimentatore.....	78
Figura 64 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.	81
Figura 65 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.	81
Figura 66 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.	82
Figura 67 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.	82

Figura 68 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore disalimentato.	83
Figura 69 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore disalimentato.....	83
Figura 70 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.....	84
Figura 71 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.....	84
Figura 72 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.	85
Figura 73 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.....	85
Figura 74 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.....	86
Figura 75 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.....	86
Figura 76 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.	87
Figura 77 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.....	87
Figura 78 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	88
Figura 79 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	88
Figura 80 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	89
Figura 81 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	89
Figura 82 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	90
Figura 83 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	90
Figura 84 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	91
Figura 85 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.....	91
Figura 86 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	92
Figura 87 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	92
Figura 88 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	93
Figura 89 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	93
Figura 90 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	94
Figura 91 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	94
Figura 92 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	95

Figura 93 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.....	95
Figura 94 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	96
Figura 95 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	96
Figura 96 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	97
Figura 97 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	97
Figura 98 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	98
Figura 99 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	98
Figura 100 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	99
Figura 101 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.....	99
Figura 102 Tensione misurata sulla LISN+, drive off e cavo BNC.....	100
Figura 103 Tensione misurata sulla LISN+, drive off e cavo N.	100
Figura 104 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.....	101
Figura 105 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo N.	101
Figura 106 Tensione misurata sulla LISN+, drive off, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.	102
Figura 107 Tensione misurata sulla LISN+, drive off, corrente sul carico 5 A e cavo N.....	102
Figura 108 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.....	103
Figura 109 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo N.	103
Figura 110 Schema elettrico generale definitivo.	107
Figura 111 Schema elettrico dell'alimentatore lineare.	108
Figura 112 Alimentatore lineare dall'esterno.	109
Figura 113 Alimentatore lineare aperto.	109
Figura 114 Foto interna dell'alimentatore lineare.....	110
Figura 115 Ingrandimento interno dell'alimentatore lineare.	110
Figura 116 Foto dall'alto di una parte dell'alimentatore lineare.	111
Figura 117 Particolare del collegamento tra uscita dell'alimentatore lineare e convertitore statico.....	111
Figura 118 Foto del convertitore statico e dell'alimentatore lineare.	112
Figura 119 Foto complessiva del banco prova.....	112
Figura 120 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.	116
Figura 121 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.	116
Figura 122 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.	117

Figura 123 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.....	117
Figura 124 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.....	118
Figura 125 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.....	118
Figura 126 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.....	119
Figura 127 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.....	119
Figura 128 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.....	120
Figura 129 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.	120
Figura 130 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	121
Figura 131 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	121
Figura 132 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	122
Figura 133 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	122
Figura 134 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	123
Figura 135 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.	123
Figura 136 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	124
Figura 137 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	124
Figura 138 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	125
Figura 139 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	125
Figura 140 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	126
Figura 141 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	126
Figura 142 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	127
Figura 143 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	127
Figura 144 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	128
Figura 145 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.	129
Figura 146 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	129
Figura 147 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	130
Figura 148 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	130
Figura 149 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	131
Figura 150 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	131
Figura 151 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.	132
Figura 152 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A, PWM2 e limiti EN55011QP.	132
Figura 153 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A, PWM2 e limiti EN55011QP.	133
Figura 154 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.....	135
Figura 155 Trasformata Wavelet del segnale precedente.	135
Figura 156 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.....	136

Figura 157 Trasformata Wavelet del segnale precedente.	136
Figura 158 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.	137
Figura 159 Trasformata Wavelet del segnale precedente.	137
Figura 160 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet di tipo CM.	138
Figura 161 Trasformata Wavelet del segnale precedente.	138
Figura 162 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet di tipo DM.	139
Figura 163 Trasformata Wavelet del segnale precedente.	139
Figura 164 Schema semplificato dell'analizzatore di spettro.	143
Figura 165 Funzione di trasferimento del filtro.	144
Figura 166 Filtro che raccoglie 3 armoniche distinte.	144
Figura 167 Filtro che raccoglie 2 armoniche distinte.	144
Figura 168 Circuito semplificato di un rilevatore di picco.	145
Figura 169 A sinistra andamento della tensione in ingresso, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di picco.	145
Figura 170 Circuito semplificato di un rilevatore di quasi-picco.	146
Figura 171 A sinistra andamento della tensione in ingresso con successione di impulsi ben distanziati nel tempo, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di quasi-picco.	146
Figura 172 A sinistra andamento della tensione in ingresso con successione di impulsi molto ravvicinati nel tempo, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di quasi-picco.	146

INDICE TABELLE

Tabella 1 Dati di targa del motore asincrono trifase.	35
Tabella 2 Variazione dell'impedenza del carico al variare della frequenza.....	36
Tabella 3 Specifiche convertitore DC/AC.	37
Tabella 4 Caratteristiche del MOSFET IRF3415S/L.	48
Tabella 5 Caratteristiche del DSP TMS 320F2812 PGFA.....	49
Tabella 6 Specifiche della sonda di corrente Rohde & Schwarz.	53
Tabella 7 Specifiche della sonda di corrente Fluke i30s.....	53
Tabella 8 Caratteristiche del trasformatore.	76

Introduzione

La presente Tesi di Laurea si colloca nell'ambito di un progetto strategico di ateneo chiamato OpIMA.

Tale progetto mira a sviluppare codificatori innovativi per segnali di tipo impulsivo, discreti nei livelli, con riferimento soprattutto all'attuazione, alla sintesi di forme d'onda e all'amplificazione audio. L'obiettivo del progetto è di sviluppare nuove generazioni di codificatori, simili nell'uso a quelli tradizionali ed in qualche modo compatibili con essi e pure basati su principi operativi radicalmente diversi.

La Tesi di Laurea è stata svolta presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica (DIE) nel laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica (LACEM).

Il lavoro tratta di uno studio nel dominio tempo-frequenza sulle emissioni condotte prodotte da un convertitore statico DC/AC progettato presso il DIE.

Tale studio risulta utile per capire come e quando vengono generati questi disturbi e per migliorare la compatibilità elettromagnetica del convertitore.

La Tesi inizialmente richiama con il Capitolo 1 i concetti che stanno alla base della compatibilità elettromagnetica, soprattutto per quanto riguarda le emissioni condotte. Con il Capitolo 2 si descrive in dettaglio il banco prova in ogni sua parte; nel Capitolo 3 vengono riportati i dati teorici di carica e scarica del BUS DC del convertitore. Nel Capitolo 4, 5, 6 vengono riportati i risultati delle prove effettuate sul convertitore per quanto riguarda le emissioni condotte; in particolare nel Capitolo 4 le prove sono state eseguite sul convertitore originale, nel Capitolo 5 si sono ripetute le prove separando elettricamente il circuito di potenza del convertitore da quello di controllo (ovviamente in questa fase abbiamo utilizzato due fonti di alimentazione separate) e nel Capitolo 6 si è voluto eliminare il rumore generato dall'alimentatore presente all'interno del circuito di controllo e per far ciò sono stati costruiti cinque alimentatori lineari esterni con determinate caratteristiche. Infine nell'ultimo Capitolo si sono tratte le conclusioni sui risultati delle misure effettuate.

Capitolo 1

Compatibilità elettromagnetica

1.1 Cenni sulla EMC

La Compatibilità Elettromagnetica (EMC, dall'inglese Electromagnetic Compatibility) è definita come la capacità di un dispositivo elettrico o elettronico di funzionare correttamente nell'ambiente in cui è inserito senza subire o produrre fenomeni di interferenza da e verso altri dispositivi. Un apparato è detto Elettromagneticamente Compatibile se non è causa di interferenze per altri sistemi ad esso vicini, né è suscettibile ad interferenze generate da questi ultimi o da eventi esterni, né deve causare interferenze con se stesso. Il problema EMC può essere suddiviso in due grandi sottoproblemi: Emissione (EMI) e suscettibilità o immunità (EMS). Le emissioni sono una caratteristica intrinseca dei dispositivi elettrici o elettronici in quanto sono dovute al fenomeno per il quale cariche in movimento generano campi EM (elettromagnetici).

Le emissioni non devono essere considerate tutti fenomeni indesiderati, in quanto molti dispositivi oggi sono progettati appositamente per emettere radiazioni EM (vedi trasmettitori radio/televisivi, telefoni cellulari ecc.). Le emissioni dovute alla fisica stessa del dispositivo, ossia alla struttura e alla dimensione delle piste conduttrici, alla commutazione di eventuali dispositivi logici interni ecc., devono essere limitate il più possibile in quanto sono esse la principale causa di malfunzionamenti.

La suscettibilità dà una misura della capacità di un apparato di ricevere segnali indesiderati (e quindi essere disturbato); viceversa l'immunità rappresenta la capacità dei dispositivi a rimanere protetti da tali interferenze.

I due problemi, EMI ed EMS, devono essere affrontati insieme in quanto come bene si intuisce, ridurre le emissioni comporta una minore possibilità che l'intensità della radiazione interferente produca disturbi, aumentando l'immunità dei dispositivi.

Una volta presentato il problema, vediamo come e quando esso può presentarsi, definendo i possibili meccanismi di accoppiamento dell'interferenza EM con il dispositivo da testare D.U.T. (device under test):

Accoppiamento di tipo condotto: in questo tipo di accoppiamento l'interferenza si propaga attraverso cavi conduttori che collegano fra loro diverse parti di un circuito o circuiti diversi. Tali cavi possono essere quello di alimentazione, di trasmissione dati, di interconnessione tra dispositivi ecc. e si possono verificare problemi di emissione condotta (quando il circuito in esame emette attraverso i conduttori succitati), di suscettibilità condotta (quando l'interferenza è presente sui conduttori d'ingresso).

Accoppiamento di tipo irradiato: qualsiasi circuito alimentato da corrente non continua si comporta come un'antenna e quindi irradia; contemporaneamente, per effetto della reciprocità, capta i campi EM presenti nell'ambiente. Negli esempi considerati si hanno problemi di emissione irradiata e di suscettibilità irradiata. In quest'ultimo caso si devono inoltre considerare anche i campi generati da sorgenti intenzionali, quali antenne per radiodiffusione, radar ecc. Tali sorgenti non possono chiaramente essere attenuate e quindi spetta ai progettisti rendere immune l'apparato da questo genere di disturbi.

Accoppiamento tramite impedenze comuni: questo tipo di accoppiamento si ha ogni volta che circuiti diversi condividono gli stessi percorsi per la corrente. Tale situazione si verifica soprattutto nei riguardi dei collegamenti di ritorno a massa e delle linee di alimentazione, nei due casi si parla rispettivamente di impedenza comune di massa e di alimentazione.

Poiché i meccanismi di accoppiamento sono diversi, risulta chiaro che per poter valutare il corretto funzionamento di un dispositivo, occorre testarlo in varie situazioni nelle quali occorrerà favorire gli accoppiamenti descritti. Il

dispositivo risulterà compatibile se soddisferà i limiti imposti per le emissioni condotte e radiate.

I limiti alle emissioni condotte e radiate, precedentemente citati, vengono imposti da enti superiori tramite la stipulazione di norme generali o ad hoc. Nel proseguo verrà fornita una panoramica di tali enti e delle caratteristiche delle norme da essi redatte.

A conclusione di questo primo paragrafo si riportano alcuni importanti nozioni di carattere tecnico ed economico.

Come detto in precedenza, il problema EMC va affrontato sin dalle fasi di progettazione. In sostanza occorre rappresentare il sistema con dei circuiti equivalenti, in cui si tiene conto di tutti i parametri necessari decidendo in seguito quali influiscono realmente sul problema EMC, analizzando il comportamento in frequenza del circuito. Le metodologie di progetto attualmente in uso non seguono questo iter ed anzi i progettisti tendono ad avere scarso riguardo nei confronti dei problemi EMC, fino a quando non si giunge al controllo di qualità. In quella sede è molto difficile che l'apparato risulti automaticamente rispondente alle norme e i progettisti devono intervenire, con soluzioni di "pronto soccorso", inserendo filtri (sempre che nell'apparecchiatura sia presente lo spazio sufficiente per accoglierli), anelli di ferrite o schermature di fortuna (il classico foglio di carta d'alluminio). Questo tipo di approccio alla soluzione del problema EMC è sicuramente la più dispendiosa. Il costo degli interventi EMC durante le varie fasi del ciclo di sviluppo di un dispositivo seguono un andamento crescente di tipo parabolico, in quanto nelle stesse fasi i gradi di libertà di intervento dei progettisti decrescono con lo stesso andamento. Il ciclo di sviluppo di un progetto può essere suddiviso in tre parti ed in ognuna di esse gli interventi possibili diminuiscono sensibilmente:

Progetto di massima: occorre essenzialmente cercare di predire il comportamento dei generatori di disturbi condotti e irradiati allo scopo di modificare il progetto in modo da ridurre gli inconvenienti legati alle interferenze. In questo stadio ogni intervento risulta economico in quanto il progetto è ancora sulla carta e lascia ampi gradi di libertà di azione ai progettisti.

Prototipo: occorre effettuare delle misure per verificare i risultati previsti in fase di progetto, esse non saranno rigorosamente a norma, ma verranno

sviluppati degli strumenti e delle tecniche di misura poco costose e che permettano, entro margini ragionevoli, di valutare se il prodotto risulterà conforme alle norme.

Preproduzione: vengono effettuate le misure ufficiali. Se in questa fase si scoprisse la non idoneità alle norme del prodotto verrebbero perse ingenti somme di denaro e la produzione verrebbe bloccata. Dal punto di vista economico è importante arrivare a questo step con la certezza di superare la certificazione: alla quale ci si avvicina affrontando nel modo migliore possibile le fasi precedenti.

Per quel che riguarda le misure sugli apparati, sia quelle preliminari (tipiche della fase 2) sia quelle a norme, possono essere completamente demandate a centri specializzati evitando all'azienda di investire nel campo EMC e avere risultati immediati, ma rendendola dipendente dall'esterno e imputando ampi costi al singolo prodotto; ovvero possono essere completamente effettuate all'interno dell'azienda. Quest'ultima soluzione è praticabile solo da grandi industrie, a causa dell'elevato costo delle apparecchiature necessarie e della specializzazione dei tecnici. Chiaramente in seguito a tali investimenti il costo del singolo prodotto diminuisce in quanto risulta relativamente basso il costo della misura da effettuare su di esso. L'approccio più seguito dalle industrie è di tipo misto, ossia gli interventi in sede di progetto e le misure preliminari vengono effettuate all'interno dell'azienda, la certificazione finale viene affidata invece ad un ente esterno.

1.2 Enti e normative EMC

I primi studi riguardanti le interferenze risalgono alla fine del secolo scorso con la nascita delle comunicazioni radio; i primi articoli sulle riviste specialistiche comparvero già dal 1920.

L'ente a livello mondiale con la maggiore competenza, nonché la capacità di coordinamento tra i vari standard nazionali, è l'IEC (*International Electrotechnical Commission*), il quale è organizzato in diverse sottocommissioni. Il CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) è il comitato che si occupa della Compatibilità

Elettromagnetica. Il primo intervento atto a proteggere le comunicazioni radio, apportato da tale comitato, risale al 1934 in occasione del primo Congresso CISPR con sede a Parigi. Durante il congresso vennero formulate le prime raccomandazioni riconosciute ed accettate a livello internazionale.

Negli anni seguenti i diversi Stati, seguendo le indicazioni del CISPR, si sono dotati di regolamentazioni nazionali per controllare le radio interferenze dei diversi dispositivi: industriali e domestici. Tali direttive includevano i limiti di emissione e le metodologie di misura. Ogni stato, quindi, aveva limiti diversi e, di conseguenza, diverse soluzioni ai problemi EMC riscontrati. Queste differenze creavano difficoltà agli scambi commerciali dei prodotti oltre i confini dello Stato produttore, imponendo una unificazione o comunque una armonizzazione delle diverse regolamentazioni nazionali riguardanti la soppressione delle radio interferenze.

A livello europeo l'ente tecnico con maggiori competenze in questo ambito è il CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*) che ha il compito di raccogliere ed analizzare tutte le norme nazionali ed internazionali riguardanti l'EMC e di rimuovere ogni differenza tecnica fra gli standard nazionali dei Paesi membri.

Il 1 gennaio 1992 è entrata in vigore la Direttiva EMC 89/336/EC, applicata a tutti gli apparecchi elettrici ed elettronici (esclusi gli apparati per uso radioamatoriale), secondo la quale è possibile immettere sul mercato dei Paesi della Comunità Economica Europea solo quei prodotti provvisti di marcatura di conformità CE. Successivamente la Direttiva 92/31/EC aggiunse un periodo di transizione di 4 anni spostando al 1 gennaio 1996 la data ultima per adeguarsi a tali disposizioni. Dal 20/07/2007 la Direttiva in vigore è la 2004/108/EC.

1.3 La situazione italiana

Le Direttive EC sono atti vincolanti gli Stati membri ad iniziative legislative. Negli stati della Comunità Europea è necessario un apposito atto dei singoli Stati per trasformarle in legge. Con il Decreto Legislativo del 4 dicembre 1992, l'Italia si è allineata agli altri Paesi della Comunità Europea nell'attuazione della Direttiva 89/336/CE. Fino al 31 dicembre 1995 è autorizzata l'immissione

sul mercato di apparecchi sprovvisti del marchio CE, conformi alle norme italiane in materia di EMC in vigore alla data del 30 giugno 1992 (art. 14, comma II). Nel nostro Paese, l'ente che ha il compito di elaborare le normative nazionali in modo da armonizzarle con le corrispondenti Normative Comunitarie è il CEI (Comitato Elettrotecnico Italiano), il quale è suddiviso in diversi sottocomitati. Il CEI è tenuto ad adottare senza alcuna modifica (quindi a fare opera di esclusiva traduzione) le Normative Europee emanate dal CENELEC e ad accettarle come Norme Nazionali. In seguito alla legge 186 del 1 marzo 1968 le norme redatte (o tradotte) dal CEI hanno valore legale.

1.4 Emissioni condotte

1.4.1 Generalità

Tutte le apparecchiature alimentate dalle rete elettrica sono potenziali sorgenti di disturbi sottoforma di segnali di tensione e/o corrente. Questi risalgono il cavo di alimentazione e propagandosi verso la rete, generano emissioni condotte. Queste possono creare malfunzionamenti ad altri dispositivi connessi alla rete e irradiare onde EM (le correnti di disturbo scorrono sulla rete di alimentazione che può essere vista come un'antenna di grandi dimensioni).

Un aspetto importante riguarda il modo di propagazione del disturbo, che può essere sotto forma di corrente o tensione.

1.4.2 Richiamo sui disturbi condotti di modo comune e di modo differenziale

I disturbi condotti di corrente si possono suddividere in:

- correnti di Modo Comune (CM), tali componenti scorrono dai conduttori di fase e neutro verso terra.
- correnti di Modo Differenziale (DM), tali componenti scorrono sui conduttori di fase e neutro.

La stessa classificazione vale anche per le tensioni.

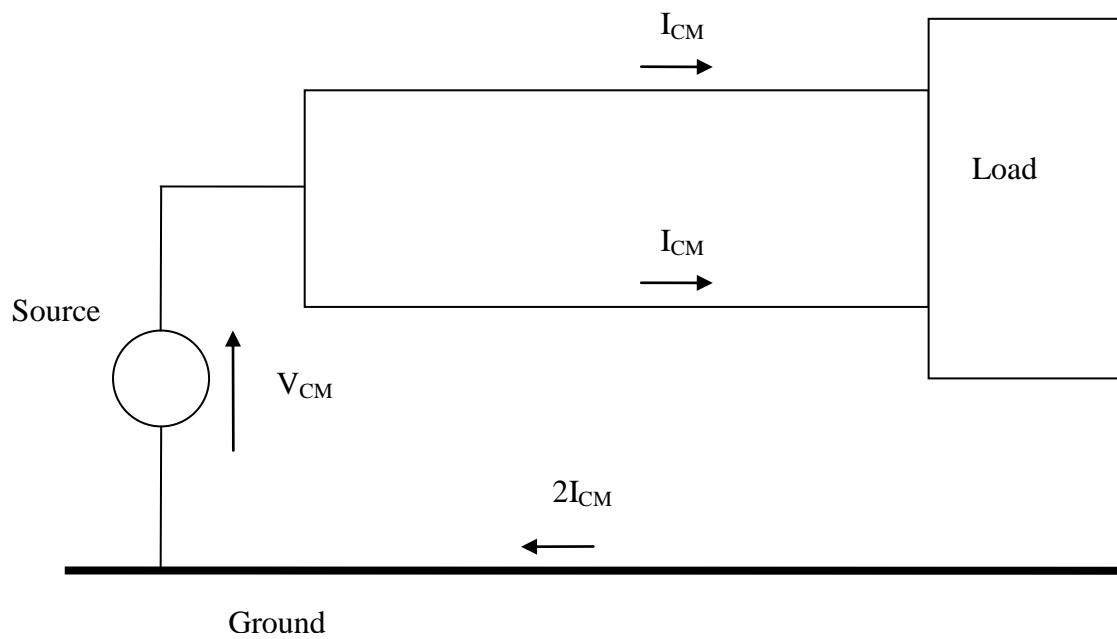


Figura 1 Schema del percorso della corrente CM.

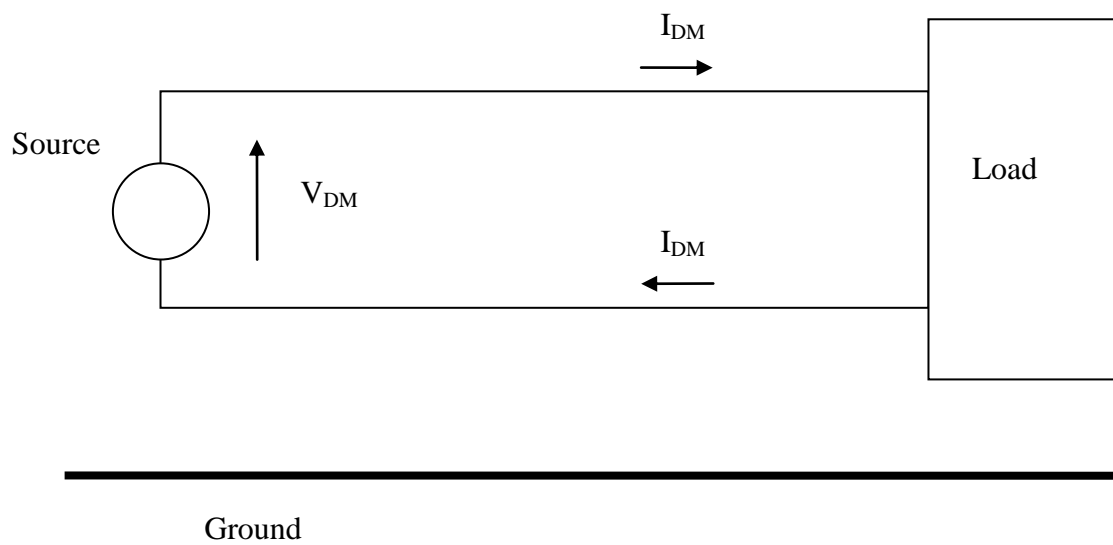


Figura 2 Schema del percorso della corrente DM.

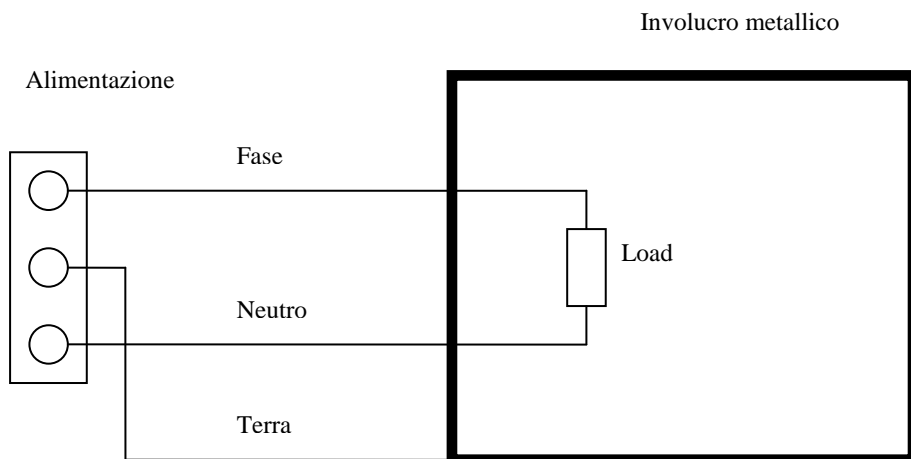


Figura 3 Esempio di carico monofase con involucro metallico collegato al PE.

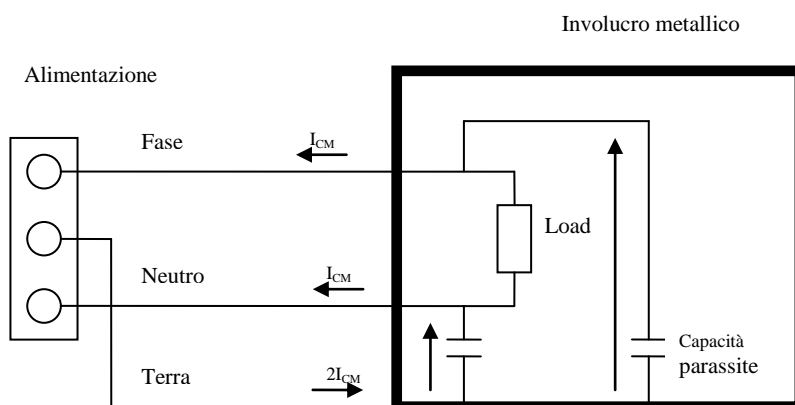


Figura 4 Propagazione del disturbo CM.

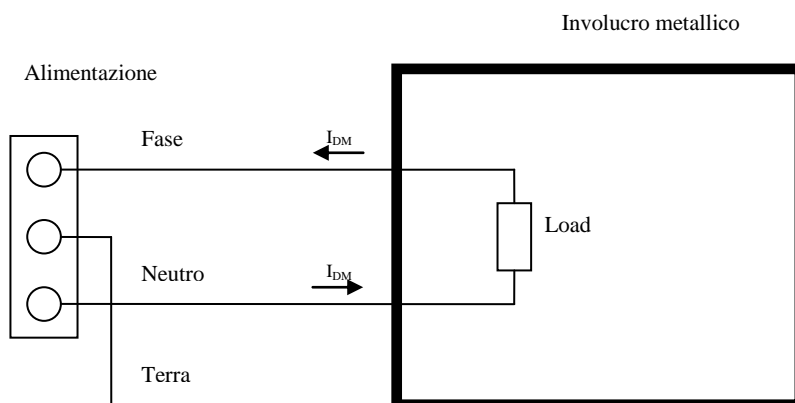


Figura 5 Propagazione del disturbo DM.

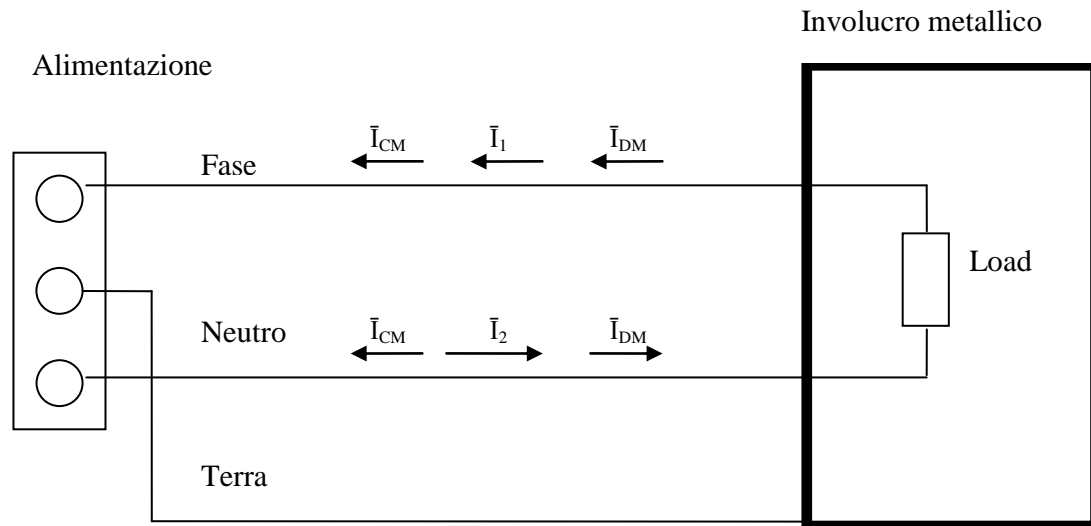


Figura 6 Schema complessivo delle correnti CM e DM.

In Figura 4 è riportato il percorso della corrente di modo comune, tale corrente si propaga nello stesso verso su entrambi i conduttori sfruttando come ritorno l'involucro metallico attraverso le capacità parassite presenti tra i conduttori e l'involucro stesso; per questo motivo è il modo tipico di propagazione dei disturbi ad alta frequenza.

In Figura 5 è riportato il percorso della corrente di modo differenziale, tale corrente sfrutta uno dei due conduttori come percorso di andata e l'altro per il ritorno; per questo motivo è il modo tipico di propagazione dei disturbi a bassa frequenza.

In Figura 6 sono rappresentate entrambe le correnti di disturbo; nella realtà infatti i due modi di propagazione sono contemporaneamente presenti.

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{CM} + \bar{I}_{DM} \quad (1)$$

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_{CM} - \bar{I}_{DM} \quad (2)$$

$$\bar{I}_{CM} = \frac{1}{2} (\bar{I}_1 + \bar{I}_2) \quad (3)$$

$$\bar{I}_{DM} = \frac{1}{2} (\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \quad (4)$$

Le precedenti relazioni vettoriali mettono in relazione \bar{I}_{CM} e \bar{I}_{DM} con \bar{I}_1 e \bar{I}_2 .

1.4.3 Procedura di misurazione

La procedura di misurazione delle emissioni condotte prevista dalle norme CISPR 11 prevede l'utilizzo di LISN (Line Impedance Stabilization Network) che devono essere poste tra l'alimentazione e D.U.T.; tali LISN vanno installate sia sulla/e fase/i che sul neutro se presente.

Le norme CISPR 11 indicano l'intervallo di frequenza su cui deve essere eseguita la misura che va da 150 kHz a 30 MHz e i relativi limiti di emissioni che devono essere rispettati affinché l'apparecchio superi la prova sulle emissioni condotte. Le norme CISPR 11 impongono anche le caratteristiche che deve avere lo strumento misuratore (ricevitore emi) che è un particolare analizzatore di spettro.

1.4.4 LISN

Lo scopo delle prove sulle emissioni condotte è quello di misurare le correnti di disturbo che escono dal cavo di alimentazione di un'apparecchiatura. Tuttavia nasce l'esigenza di poter confrontare tra loro le misure effettuate in luoghi e tempi diversi, quindi la prova con una semplice sonda di corrente non è più sufficiente. La variabilità del carico collegato all'apparecchiatura in prova influenza l'intensità dei disturbi condotti sul cavo di alimentazione; considerando poi che la quantità di rumore esistente sulla rete esterna di distribuzione dell'energia varia da luogo a luogo, si comprende subito l'esigenza di dover adottare uno strumento che annulli questi effetti, tale strumento è la LISN.

La LISN ha le seguenti funzioni:

- creare un disaccoppiamento tra la rete e il suo carico in modo che gli eventuali disturbi della rete non si ripercuotano sul carico
- creare un disaccoppiamento tra carico e la rete in modo che eventuali disturbi del carico non si ripercuotano sulla rete
- presentare un'impedenza costante (50Ω) per il disturbo ad alta frequenza tra ciascun conduttore di fase (compreso il neutro) e il conduttore di terra
- lasciare circolare la corrente di alimentazione sia che essa sia alternata a 50 Hz o continua.

Tali proprietà vengono facilmente individuate se si fa riferimento alla Figura 9. Uno schema elettrico di principio di una LISN invece è riportato in Figura 7. L'induttanza L_1 e la capacità C_1 hanno il compito di impedire che il disturbo presente sulla rete di distribuzione dell'energia attraversi il dispositivo di misura falsando il risultato della prova. La capacità C_2 deve impedire ogni sovraccarico di corrente continua sull'ingresso del ricevitore e R_1 ha la funzione di scaricare i condensatori quando non è collegato il ricevitore. La resistenza R_2 non è altro che la resistenza che presenta in ingresso il ricevitore e quando esso non è collegato alla LISN è necessario ugualmente terminare tale uscita su $50\ \Omega$ per non alterare l'impedenza d'ingresso vista dal D.U.T.

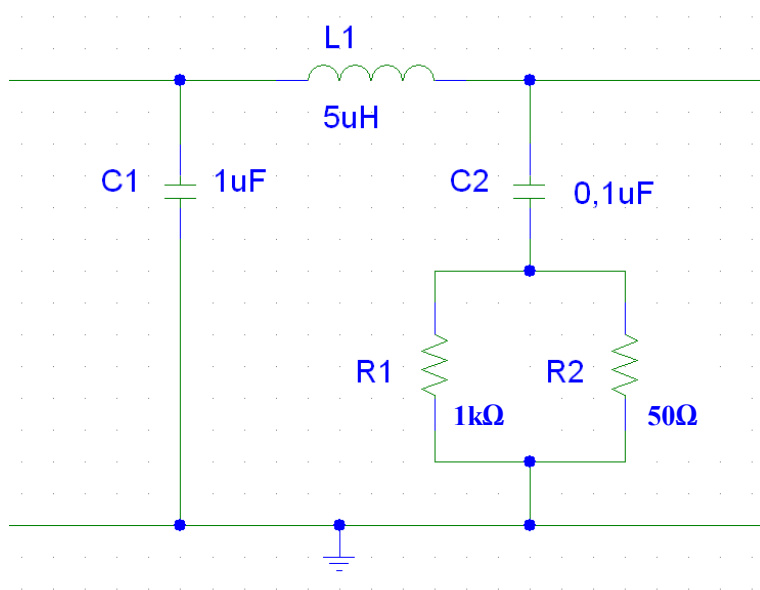


Figura 7 Schema elettrico di principio di una LISN.

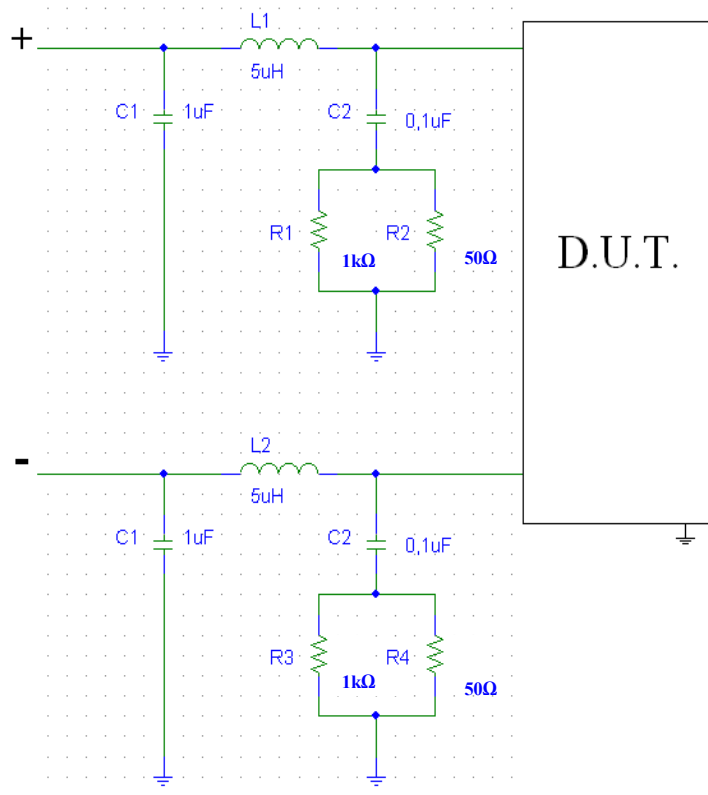


Figura 8 Schema elettrico di collegamento delle LISN.

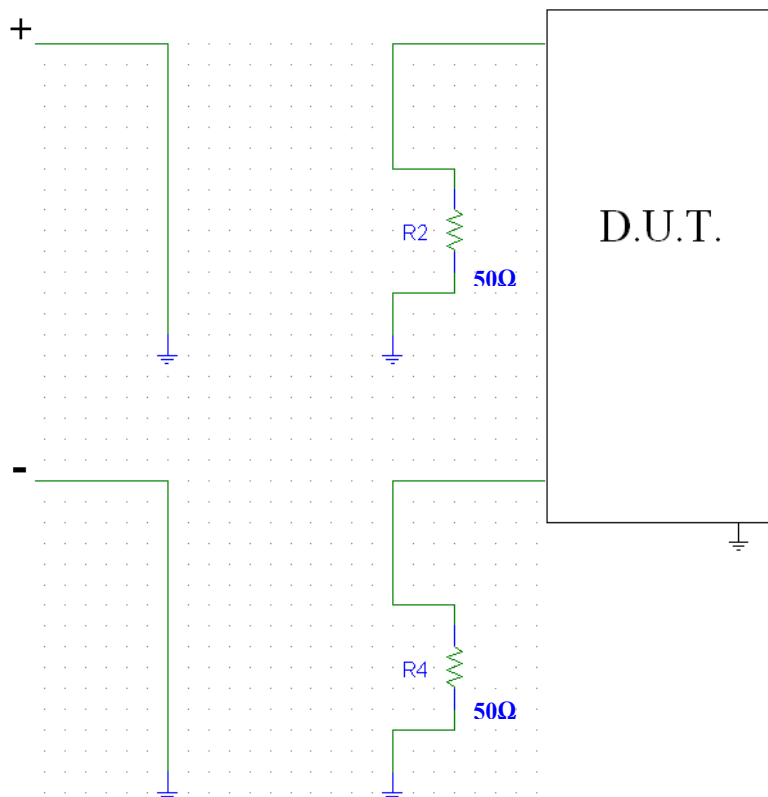


Figura 9 Circuito elettrico equivalente delle LISN per frequenze 150 kHz ÷ 30 MHz.

Il ricevitore deve misurare la tensione presente ai capi di R_2 e R_4 , tale tensione per il soddisfacimento delle norme deve essere misurata su tutto l'intervallo di frequenza e per ogni frequenza deve essere inferiore ai limiti imposti sempre dalle normative, altrimenti l'apparecchiatura deve essere sottoposta ad opportuni provvedimenti allo scopo di ridurre i disturbi; tali provvedimenti consistono per esempio nell'applicazione di filtri (L, LC) più o meno complessi con la finalità di ridurre le componenti o di modo comune o di modo differenziale o anche entrambe.

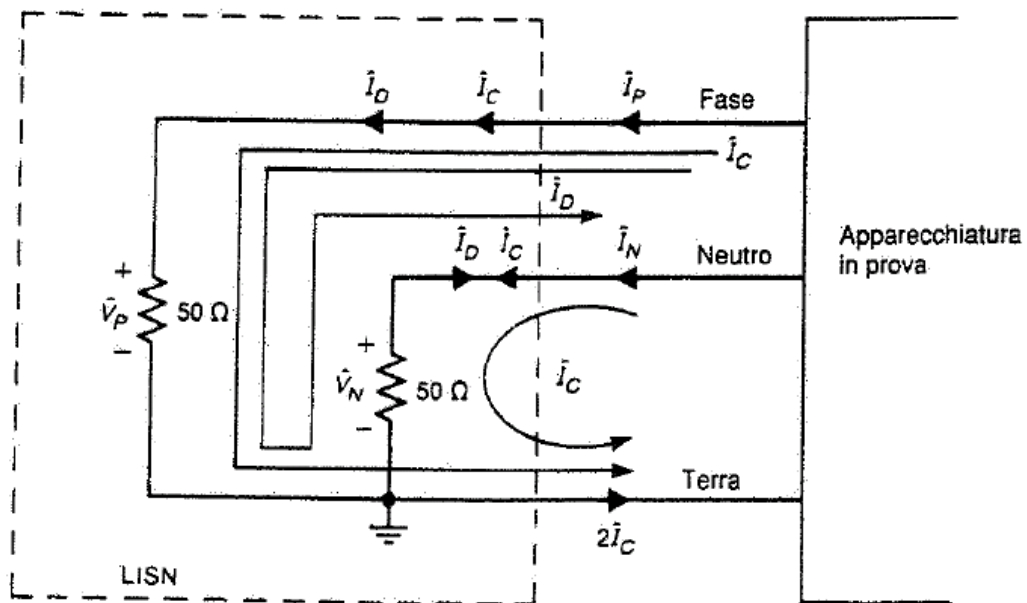


Figura 10 Schema del percorso delle correnti di CM e DM sulle LISN.

Le tensioni misurate saranno:

$$V_P = 50 (I_C + I_D) \quad (5)$$

$$V_N = 50 (I_C - I_D) \quad (6)$$

Dalle espressioni 5 e 6 si capisce che i contributi di disturbo si sommano in V_P e si sottraggono in V_N . Di solito una delle due componenti è trascurabile rispetto all'altra, quindi il modulo della tensione misurata su V_P e su V_N è uguale.

$$V_P = 50 I_C \quad \text{se } I_C \gg I_D \quad (7)$$

$$V_N = 50 I_C \quad \text{se } I_C \gg I_D \quad (8)$$

$$V_P = 50 I_D \quad \text{se } I_D \gg I_C \quad (9)$$

$$V_N = -50 I_D \quad \text{se } I_D \gg I_C \quad (10)$$

1.4.5 Alimentatori a commutazione

Gli alimentatori a commutazione stanno via via sostituendo gli alimentatori lineari soprattutto grazie ai notevoli passi in avanti compiuti dall'elettronica di potenza negli ultimi decenni. Gli alimentatori a commutazione rispetto a quelli lineari presentano infatti rendimenti decisamente più elevati dell'ordine rispettivamente del 60-90% contro il 20-40%; inoltre tendono anche ad occupare meno spazio ed a essere anche più leggeri. Il loro principio di funzionamento è basato su tempi di commutazione degli interruttori statici molto brevi, quindi perdite negli interruttori abbastanza limitate. La frequenza di commutazione può variare tra 5-200 kHz in base all'applicazione.

Nel caso di un convertitore DC/AC, in Figura 11 ne è riportato uno trifase, tramite una tecnica PWM, che verrà spiegata in dettaglio nel paragrafo 2.3.1, viene comandata sia la chiusura che l'apertura degli interruttori statici in modo da ottenere in uscita una tensione con la forma d'onda desiderata.

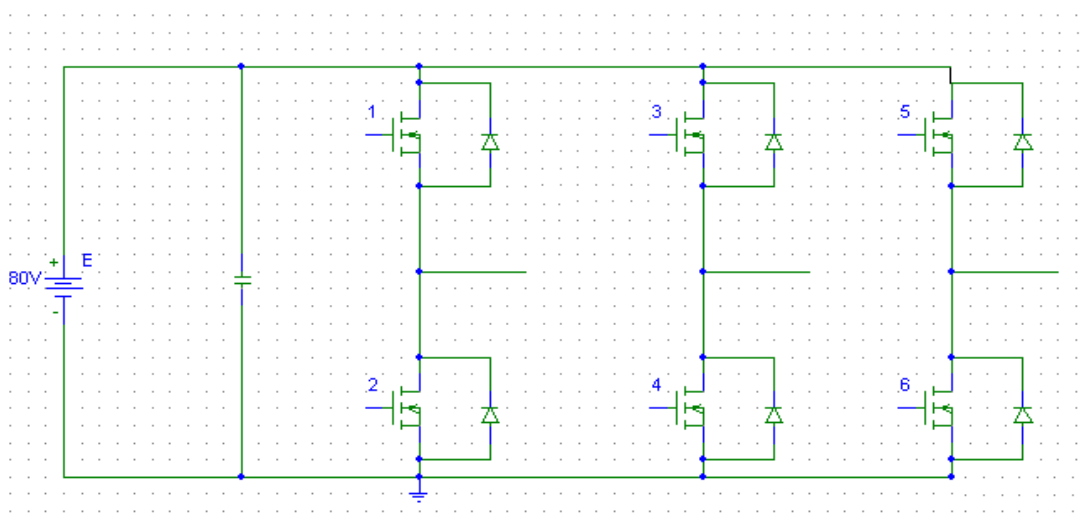


Figura 11 Schema elettrico di un convertitore DC/AC.

La forma d'onda desiderata viene costruita tramite una successione di gradini in cui si va ad agire sia sulla frequenza di commutazione sia sulla larghezza dell'impulso. In Figura 12 è riportato un esempio di segnale temporizzato trapezoidale simmetrico che può essere inviato al gate dell'interruttore statico per comandarne l'apertura e la chiusura.

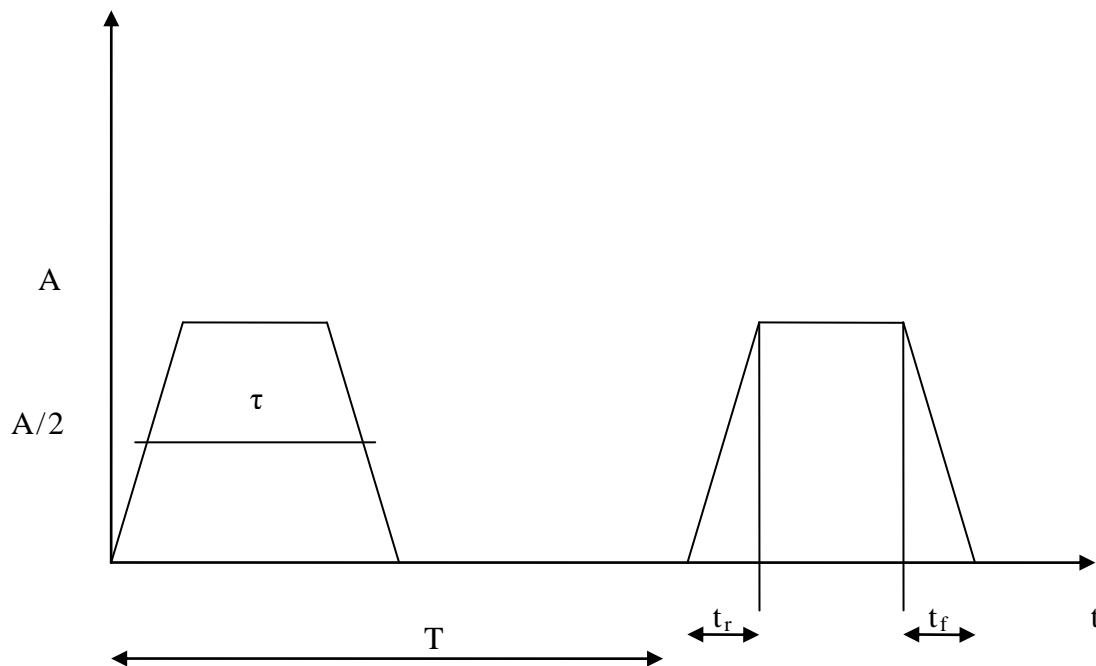


Figura 12 Schema tipico di un segnale temporizzato.

A indica l'ampiezza dell'impulso

T indica il periodo del segnale

τ indica la larghezza dell'impulso

t_r indica il tempo di salita

t_f indica il tempo di discesa

Facendo l'analisi di Fourier del segnale in Figura 12 si trova uno spettro discreto di armoniche le quali dipendono:

- dall'ampiezza dell'impulso
- dal duty cycle
- dal tempo di salita o discesa (si prende in considerazione il tempo più breve)

$$\delta = \frac{\tau}{T} \quad \text{Duty Cycle} \quad (11)$$

$$A_n = 2A \frac{\tau}{T} \frac{\text{sen}(\frac{n\pi\tau}{T})}{\frac{n\pi\tau}{T}} \frac{\text{sen}(\frac{n\pi t_r}{T})}{\frac{n\pi t_r}{T}} \quad (12)$$

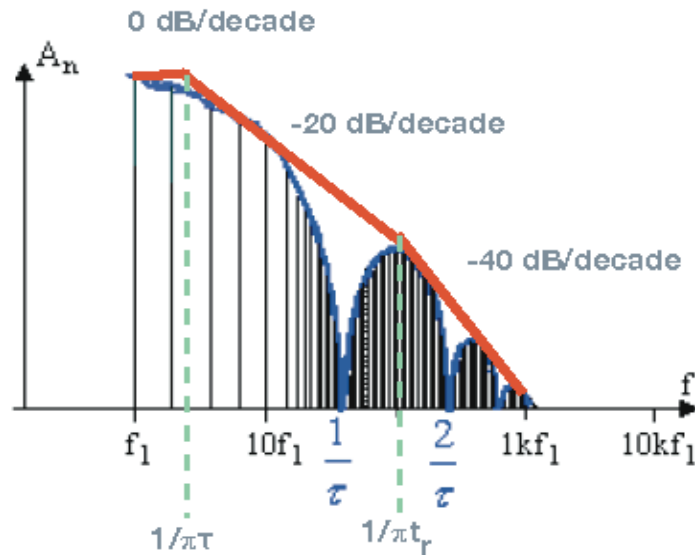


Figura 13 Spettro unilatero derivante dall'analisi di Fourier.

La Figura 13 tramite l'involuppo degli spettri di ampiezza (riga rossa) ci fornisce l'andamento qualitativo delle armoniche, evitandoci pertanto di effettuare uno sviluppo rigoroso in serie di Fourier, che naturalmente sarebbe molto lungo per un calcolatore.

Arrivati a questo punti si comprende molto bene che utilizzando interruttori statici nella costruzione di alimentatori a commutazione, come per esempio MOSFET che hanno con tempi di salita e discesa estremamente piccoli dell'ordine di qualche decina di nanosecondi, si generano armoniche di ampiezza importante anche a frequenze dell'ordine di qualche MHz.

Capitolo 2

Descrizione del banco prova

2.1 Descrizione circuitale

Lo schema elettrico generale è raffigurato in Figura 14 e una foto del banco allestito è riportata in Figura 15. Il circuito elettrico è protetto dai cortocircuiti da un fusibile da 10 A. L'interruttore magnetotermico protegge il circuito di controllo del convertitore DC/AC da sovracorrenti (molto improbabili dato che la potenza assorbita dall'elettronica del convertitore è pressoché costante e quantificabile in pochi watt) e da cortocircuiti (per i quali interviene già il fusibile a monte dell'interruttore magnetotermico).

Per evitare sovracorrenti nella fase di carica del banco di condensatori del BUS DC, si è pensato di aumentare la loro costante di tempo aggiungendo un resistore di precarica R_1 da 180 Ω , tale transitorio di carica e scarica è descritto in dettaglio nel Capitolo 3. Come si può vedere della Figura 14 sono presenti tre alimentazioni distinte, la V_{s1} alimenta il BUS DC del convertitore DC/AC la V_{s2} alimenta la bobina del teleruttore una volta premuto il pulsante di emergenza e la terza alimentazione la console. Il banco prova è composto da:

- un motore asincrono trifase, utilizzato come carico ohmico-induttivo
- un convertitore statico DC/AC
- un gruppo di accumulatori al piombo, necessari per l'alimentazione del convertitore statico

- due LISN

Lo schema elettrico generale è composto da:

- un sezionatore
- un portafusibile e fusibile generale
- un portafusibile e fusibile per il circuito di potenza
- un portafusibile e fusibile per il circuito di comando
- un portafusibile e fusibile per la bobina del teleruttore
- un resistore di precarica da $180\ \Omega\ 50\ W$
- un teleruttore
- un interruttore magnetotermico
- un pulsante di emergenza
- cavi di sezione adeguata

Per effettuare le misure nel dominio del tempo e della frequenza sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- Analizzatore di spettro AGILENT 4396B 2 Hz-1,8 GHz
- Oscilloscopio TEKTRONIX TDS 5034 350 MHz 5 GSa/s
- Sonda di corrente Rohde & Schwarz EZ-17 model 03 20 Hz ÷ 200 MHz
- Sonda di corrente ad effetto Hall Fluke i30 0 Hz ÷ 100 kHz

In generale si ha anche bisogno di studiare la somma o la differenza vettoriale delle tensioni provenienti dalle LISN e delle correnti sul BUS DC, per capire se il convertitore statico DC/AC è sorgente di disturbi di modo comune e/o di modo differenziale. Per effettuare la somma o la differenza delle tensioni provenienti dalle LISN è necessario utilizzare l'apposito splitter. Lo splitter è semplicemente un circuito elettrico che dando in ingresso le due tensioni dà in uscita nel nostro caso o la somma se utilizziamo lo ZFSC-2-6-75 o la differenza dei segnali in ingresso se utilizziamo ZFSCJ-2-1. Un foto degli splitter utilizzati è riportata in Figura 16. Per misurare invece la corrente di modo comune o di modo differenziale basta abbracciare i conduttori smaltati mostrati in Figura 17; in particolare se la sonda di corrente abbraccia: il punto verde misureremo la

corrente di CM sul BUS DC, con il punto blu misureremo la corrente di DM sul BUS DC, con il punto celeste misureremo la corrente di CM all'uscita del convertitore e con il punto viola misureremo la corrente di DM all'uscita del convertitore.

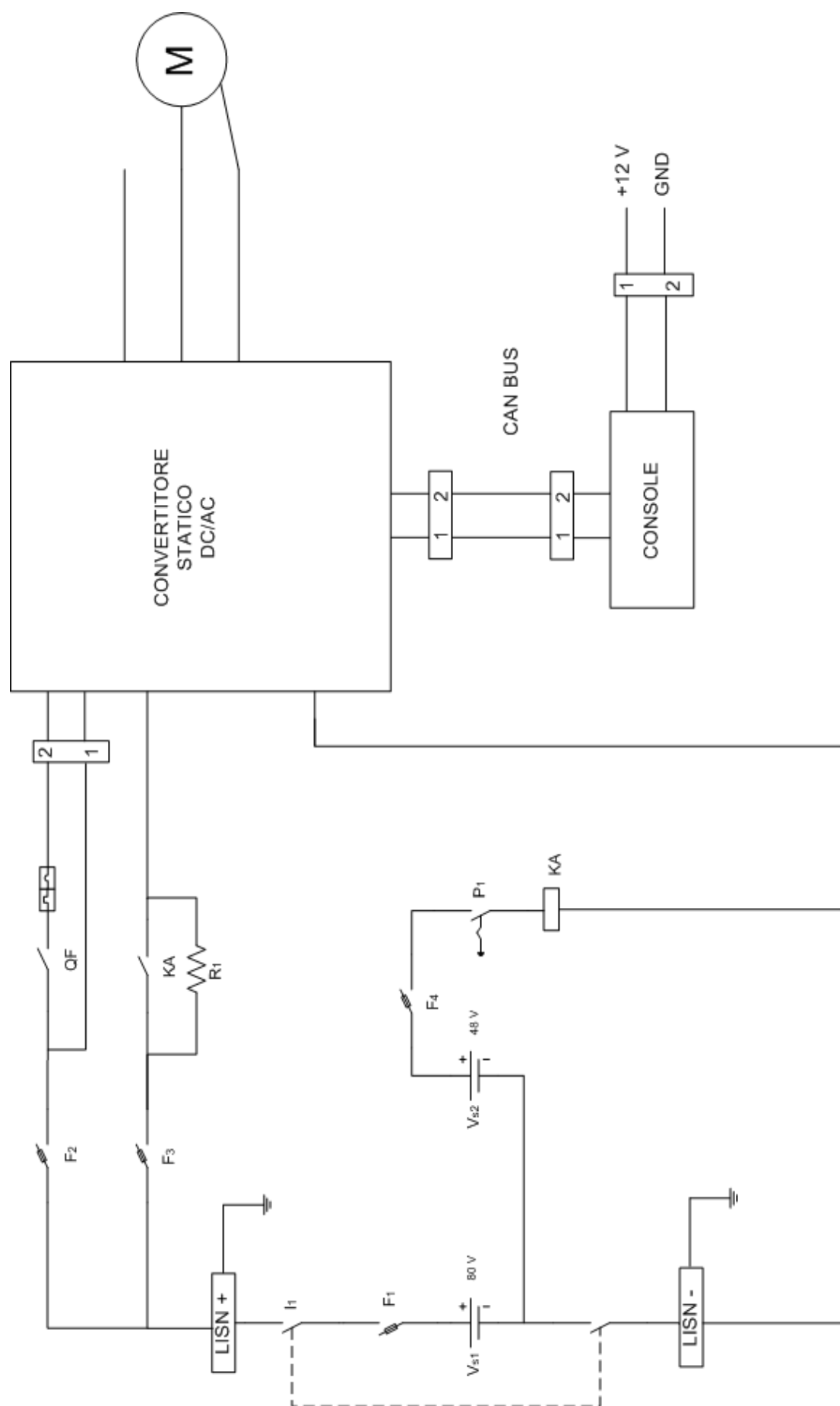


Figura 14 Schema elettrico generale.

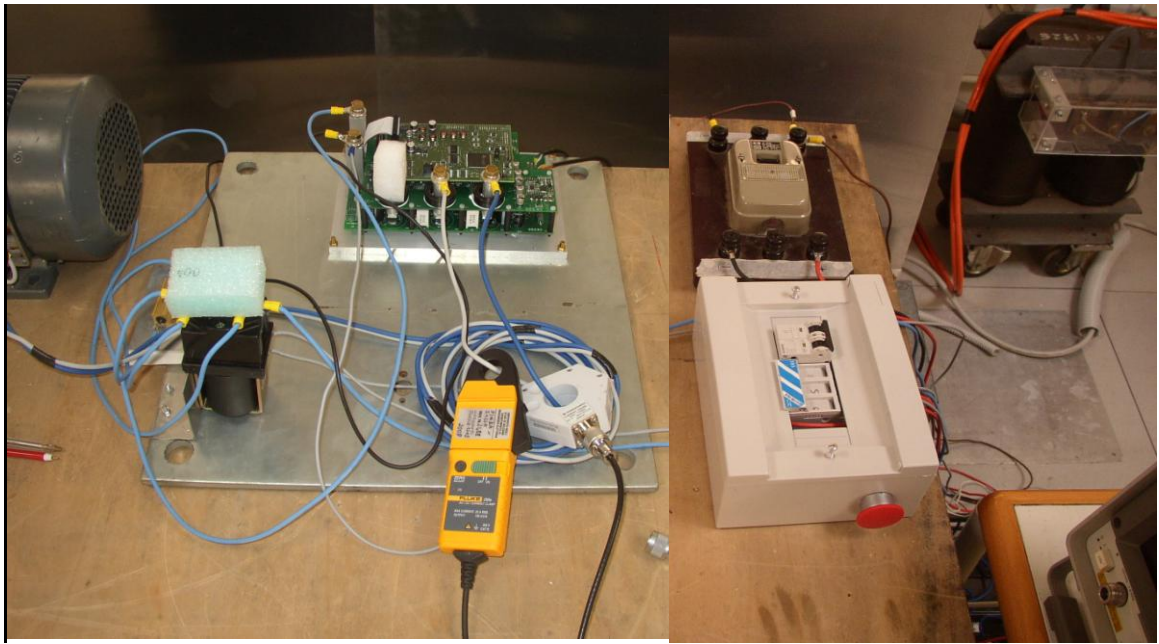


Figura 15 Foto del banco prova allestito.



Figura 16 Foto splitter ZFSCJ-2-1 a sinistra e ZFSC-2-6-75 a destra.

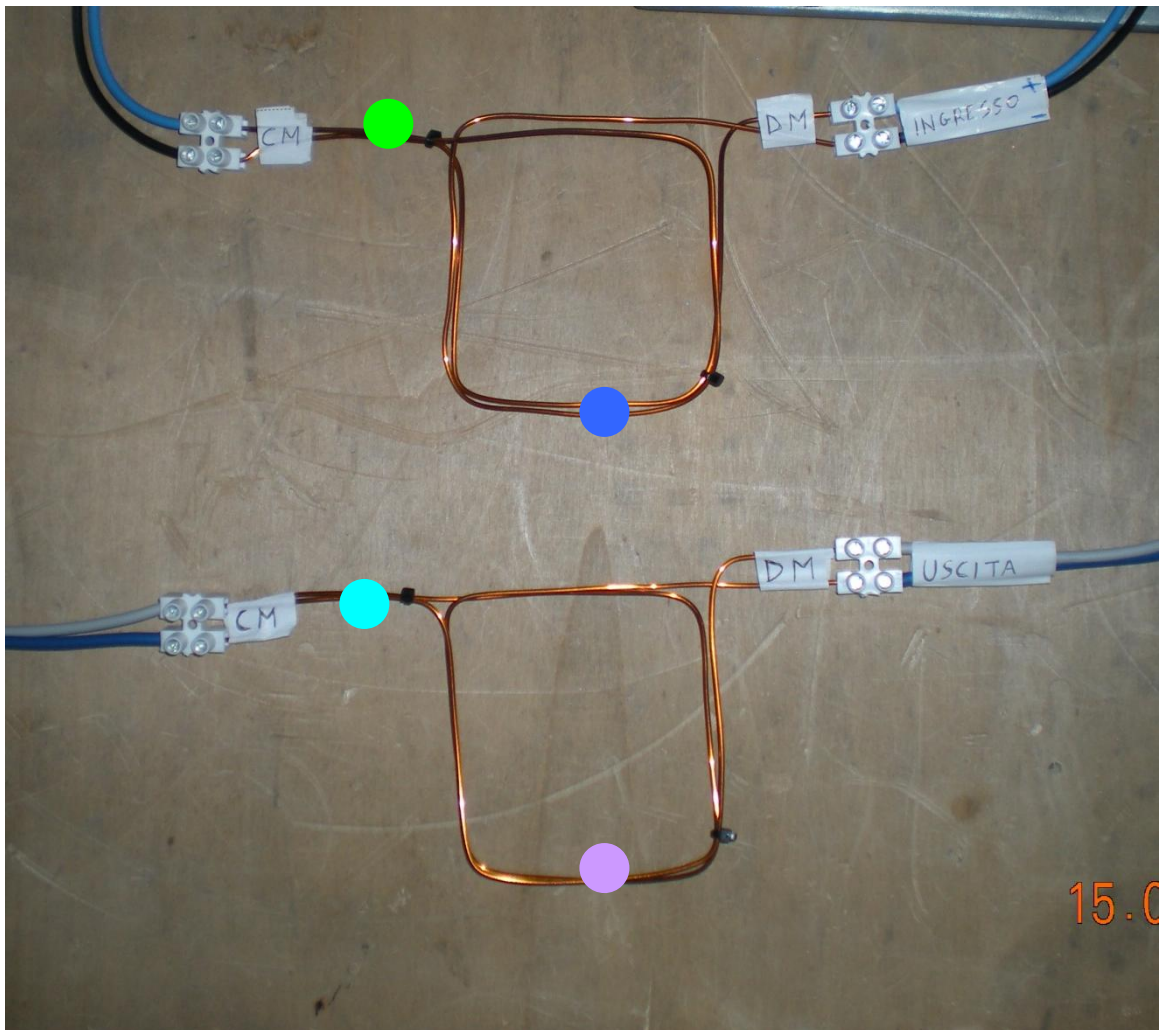


Figura 17 Foto dei cavi smaltati su cui effettuare le misure sulle correnti CM e DM.

2.2 Caratteristiche del carico

Il motore asincrono trifase è mostrato in Figura 18 ed i dati di targa sono riportati in Tabella 1.

	Descrizione
Marca	Antriebstechnik G. Bauanecht AG 3401925-182
Tensione di alimentazione	Stella/Triangolo 380/220 V
Corrente assorbita	5,2/9 A
Cosφ	0,8
Potenza meccanica	2,2 kW
Velocità rotazione dell'albero	1410 rpm
Grado di protezione	IP54
Frequenza di alimentazione	50 Hz

Tabella 1 Dati di targa del motore asincrono trifase.

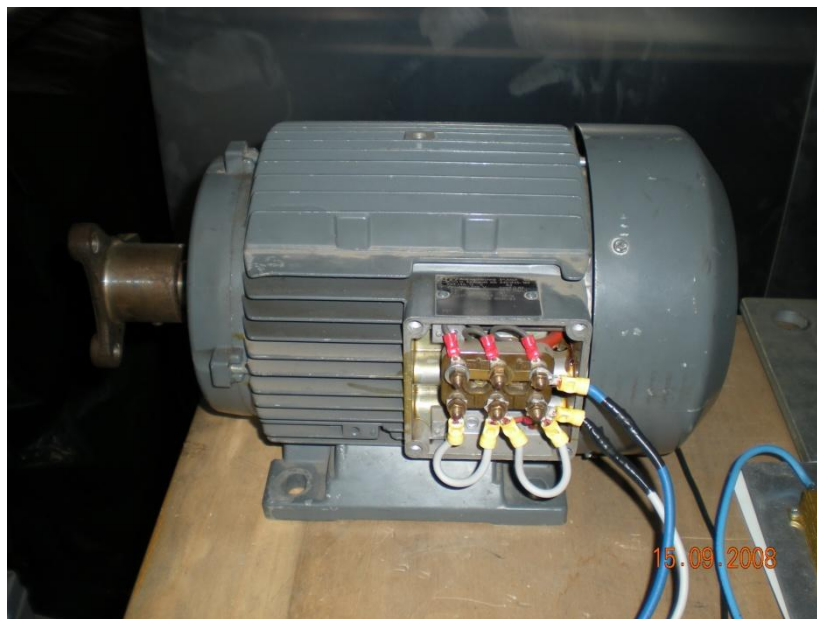


Figura 18 Foto del motore asincrono trifase.

Il motore asincrono trifase è usato solo come carico ohmico-induttivo. Il collegamento alla morsettiera è raffigurato in Figura 19; con tale collegamento il rotore non ruota.

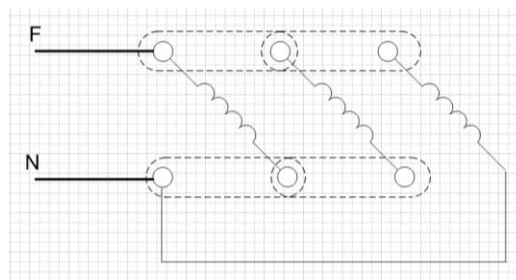


Figura 19 Collegamento alla morsettiera del motore asincrono trifase.

La potenza viene dissipata sia nei conduttori per effetto Joule, sia nel ferro di statore a causa dell'isteresi magnetica e delle correnti parassite.

A 100 Hz, con tale collegamento del motore, sono stati misurati con un analizzatore di impedenza della HP serie 4192A LF 5 Hz ÷ 13 MHz:

$$R = 2,62 \, \Omega \pm 20\%$$

$$L = 6,81 \, \text{mH} \pm 20\%$$

La seguente Tabella 2 indica come varia l'impedenza del carico al variare della frequenza in uscita dal convertitore statico DC/AC.

Frequenza (Hz)	Reattanza X_L (Ω)	Modulo Z (Ω)	Argomento Z ($^\circ$)
0	0	2,62	0
10	0,428	2,65	9,3
20	0,856	2,76	18,1
30	1,284	2,92	26,1
40	1,712	3,13	33,2
50	2,139	3,38	39,2
60	2,567	3,67	44,4
70	2,995	3,98	48,8
80	3,423	4,31	52,6
90	3,851	4,66	55,8
100	4,279	5,02	58,5

Tabella 2 Variazione dell'impedenza del carico al variare della frequenza.

2.3 Convertitore statico

Le specifiche del convertitore DC/AC sono riportate in Tabella 3.

	Specifiche
Tensione nominale in ingresso	80 V DC
Corrente nominale in ingresso	150 A DC
Tensione massima in uscita	80 V AC
Corrente massima in uscita	150 A in AC
Rendimento	~100%

Tabella 3 Specifiche convertitore DC/AC.

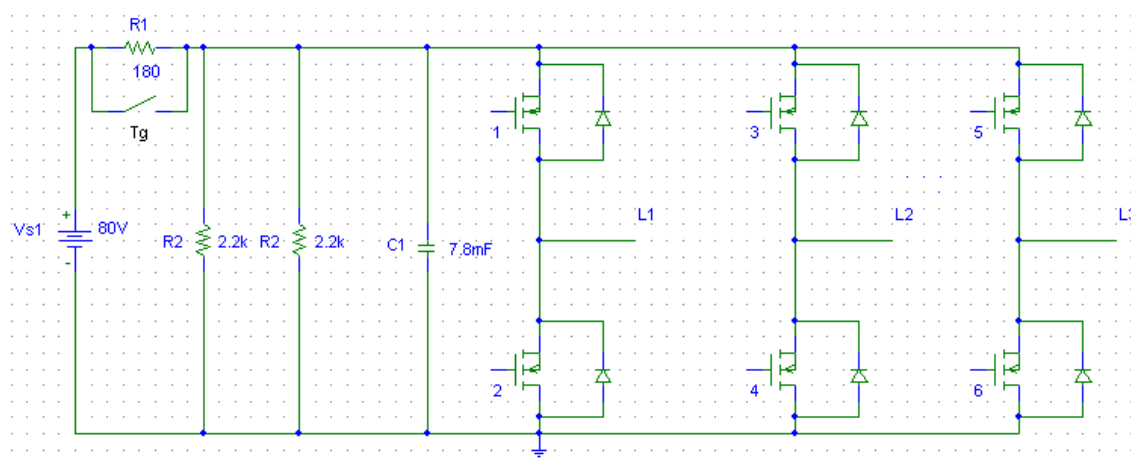


Figura 20 Schema elettrico del convertitore statico DC/AC.

Lo schema del convertitore statico è riportato in Figura 20. È stato programmato per funzionare su due rami (L1 ed L2) in monofase. La tensione massima in uscita dipende dalla tensione sul Bus DC; tale valore è di circa 80 V quindi in uscita non si può avere una tensione massima sinusoidale di ampiezza maggiore a tale valore.

Per quanto riguarda la corrente, ogni interruttore rappresentato nello schema precedente è realizzato tramite 6 mosfet IRF3415S/L in parallelo; ogni mosfet può sopportare una corrente nominale di 25 A. Il BUS DC è composto da 20 condensatori in parallelo tra loro dalla capacità di 390 uF ciascuno, per una capacità equivalente di 7,8 mF e con tensione massima applicabile di 100 V. Tale capacità è necessaria per tenere il più possibile costante la tensione sul Bus DC. I condensatori sono del tipo “elettrolitico” perché riescono ad avere valori di capacità elevate con dimensioni ridotte.

Una foto dell'inverter è riportata in Figura 21.

Tramite la “console” si possono far variare diversi parametri del convertitore statico come per esempio: il valore efficace della corrente in uscita, la sua frequenza, la frequenza di switch degli interruttori statici, cambiare modulazione; inoltre è possibile leggere sul display alcune informazioni importanti come la temperatura del DSP e del case, la tensione del BUS DC e la tensione di alimentazione della scheda di controllo. Queste sono solo alcune delle funzioni che si possono effettuare tramite la “console”. Una foto della console è riportata in Figura 22.

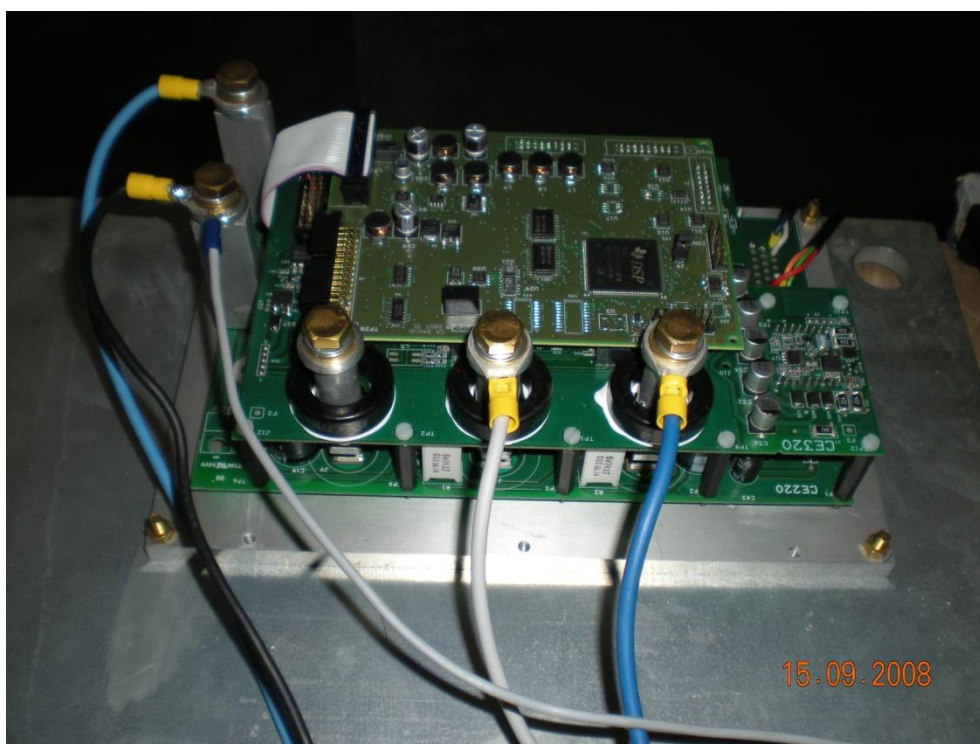


Figura 21 Foto del convertitore DC/AC.



Figura 22 Foto della console.

Per quanto riguarda la tecnica di comando degli interruttori di potenza del convertitore statico si avranno due principali possibilità che possiamo scegliere tramite consolle:

- modulazione PWM bipolare
- modulazione PWM unipolare

2.3.1 Breve richiamo sulla tecnica di modulazione PWM

La Pulse Width Modulation (PWM) è una tecnica di controllo dei convertitori che consente di conferire una ampia capacità di regolazione delle grandezze di uscita.

La PWM si applica ai componenti elettronici a commutazione forzata, tale prerogativa è resa necessaria dalla presenza delle aperture e chiusure dei componenti ad istanti ben precisi e con frequenze piuttosto elevate; infatti la forma d'onda della tensione di uscita è tanto migliore quanto più elevata è la frequenza di commutazione.

Il problema generale, che è alla base della progettazione del sistema di controllo di un inverter PWM, è quello di scegliere istante per istante, tra le grandezze consentite, quella da applicare in modo che la funzione $V(t)$ in uscita abbia l'andamento desiderato.

Il compito del sistema di controllo dovrà essere quello di "ritagliare" la funzione di ingresso E , facendole assumere, di volta in volta, il più opportuno tra i valori "permessi". Poiché, in pratica, ciò non è realizzabile con un perfetto accordo tra l'andamento desiderato $V_{mod}(t)$ e quello effettivo, di uscita del convertitore, il problema consisterà nello scegliere gli istanti di commutazione dei componenti in modo da approssimare al meglio la funzione modulante.

Un primo metodo per sintetizzare una grandezza di uscita $V(t)$ in modo da approssimare l'andamento della tensione cosiddetta modulante V_{mod} , consiste nel dividere il periodo T di V_{mod} in intervalli di uguale durata e di regolare l'apertura e chiusura dei componenti in modo che il valore medio di $V(t)$ eguagli, in ciascun intervallo, il valore medio di V_{mod} . Gli istanti di commutazione dei componenti nella tecnica PWM, nascono dal confronto tra due funzioni: una di forma triangolare e frequenza costante chiamata portante, e una (modulante) V_{mod} di forma, ampiezza e frequenza pari alla tensione desiderata in

uscita all'inverter $V(t)$ Figura 24. Si consideri il ramo A di uno schema a ponte come da Figura 25 con in ingresso una tensione continua, si possono distinguere due tipi di alimentazione, quella in cui il morsetto superiore si ha tensione $+V_d$ e quello inferiore 0, e quella in cui un morsetto ha tensione $V_d/2$ e l'altro $-V_d/2$. Quando la modulante risulta maggiore della portante, si porta in "on" il componente S_2 e in "off" il S_1 , viceversa accade quando la portante risulta maggiore della modulante, ed in tale modo la $V(t)$ desiderata può essere simulata con una funzione a due livelli $(V_d, 0)$ o $(-V_d/2, V_d/2)$.

Il rapporto tra la frequenza della portante e la frequenza della modulante definisce il rapporto m_f , e si può vedere che per elevati valori di questo parametro, che spesso non sarà intero, la portante e la modulante non sono sincronizzate, e quindi in un periodo di V_{mod} non cadono lo stesso numero di intersezioni con V_{port} . La PWM è detta allora asincrona, e in uscita sono presenti delle subarmoniche di tensione cioè armoniche di frequenza inferiore alla fondamentale. Se invece m_f non è elevato allora il parametro deve essere intero, quindi le due onde portante e modulante debbono essere sincronizzate, la PWM è detta sincrona, e si ha una assenza delle subarmoniche. Inoltre la portante e la modulante vengono scelte di polarità opposta nel punto di coincidenza a zero, e nel caso di inverter trifase m_f viene scelto multiplo di 3 al fine di eliminare nella tensione concatenata l'armonica fondamentale m_f . In ambedue i casi si dovrà tenere conto, se il controllo è di tipo digitale, del tempo di campionamento.

Il rapporto tra l'ampiezza della modulante e l'ampiezza della portante, definisce il rapporto di modulazione m_a

$$m_a = \frac{V_{mod}}{V_{por}} \quad (13)$$

Se $m_a < 1$ (sotto modulazione) si ha una modulazione lineare, Figura 23, l'ampiezza della fondamentale varia linearmente con tale coefficiente, oltre alla fondamentale si hanno delle armoniche di valore m_f , $2m_f$, $3m_f$, e centrate intorno ciascuna di queste delle armoniche di valore più piccolo. In questo intervallo di variazione, maggiore è il rapporto di modulazione, maggiore risulta il tempo di accensione del componente superiore del ramo dell'inverter, e più elevato risulta

il valore medio della tensione in uscita all'inverter come dimostra la seguente formula; nel caso in cui la funzione risulti a due livelli $V_d/2$ e $-V_d/2$

$$V = m_a V_d/2 \quad (14)$$

con V_d la tensione in ingresso all'inverter.

Se m_a è >1 , si ha la cosiddetta sovrarmodulazione, in tale caso la tensione di uscita ha un contenuto armonico maggiore, tale che la fondamentale può non essere più dominante, ed inoltre non varia più linearmente con m_a e sono presenti delle armoniche di ordine inferiore ad m_f .

Pertanto all'aumentare di m_a la modulazione PWM si avvicina sempre di più alla tecnica a sfasamento o ad onda quadra fino a coincidere con questa.

Con la tecnica PWM, a differenza della tecnica a sfasamento o a onda quadra, il valore medio della tensione di uscita può essere regolato agendo sul rapporto di modulazione dell'inverter, tale tecnica, dato l'elevato numero di confronti tra la portante e la modulante, richiede un numero di commutazioni più elevato rispetto a quella a sfasamento, comporta quindi uno stress maggiore per i componenti e un aumento delle perdite di commutazione, elemento da tenere presente nel dimensionamento del dissipatore di calore. La tecnica PWM offre però il vantaggio di un minor valore dell'ondulazione di corrente di uscita dell'inverter, ed inoltre poiché le armoniche di tensione prodotte sono a frequenze più alte, risultano più facilmente filtrabili.

Se m_f è elevato, la modulazione può considerarsi costante durante un periodo della portante triangolare, se quest'ultima ha una ampiezza di 2π , le sue intersezioni con la funzione modulante V_{mod} avranno luogo nei punti α e $2\pi-\alpha$ ed il valore medio della tensione di uscita, se V_d è la tensione continua in ingresso all'inverter, può scriversi:

$$V_m = \frac{V_d}{2} \left(\frac{\alpha}{\pi} \right) \quad (15)$$

d'altra parte se V_o è il valore di V_{mod} alle intersezioni con la funzione triangolare di valore massimo V_{px} , il valore di α , tenendo conto dell'andamento lineare della V_{por} , può scriversi:

$$\alpha = \frac{V_0}{V_{px}} \pi \quad (16)$$

si ha quindi:

$$V_m = \frac{V_d}{2} \left(\frac{V_0}{V_{px}} \right) \quad (17)$$

la tensione media di uscita è proporzionale al rapporto V_0/V_{px} . Tale rapporto deve essere scelto in modo tale da rendere per quanto possibile piccole le armoniche e nello stesso tempo non raggiungere frequenze troppo elevate compatibilmente al tempo di spegnimento degli interruttori elettronici.

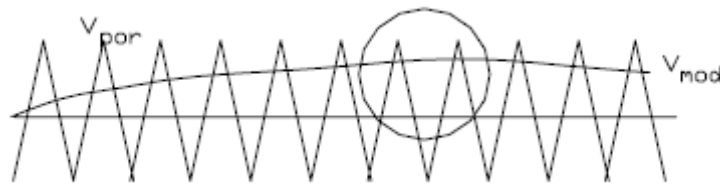


Figura 23 Grafico portante triangolare e modulante.

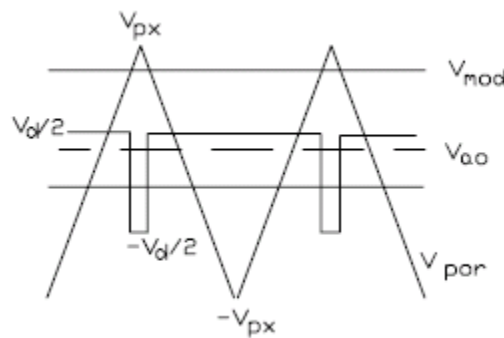


Figura 24 Grafico portante triangolare e modulante ingrandito.

Si può osservare che V_{mod} può essere approssimata con tanta maggiore precisione, quanto più piccolo è l'intervallo base della funzione triangolare, inoltre se la frequenza di commutazione è più elevata della massima frequenza dello spettro di V_{mod} si può ritenere che $V(t)$ ed V_{mod} abbiano lo stesso contenuto armonico, cioè la qualità della modulazione è tanto migliore quanto più elevata è la frequenza dell'onda triangolare.

PWM Bipolare

In questo caso gli switch 1-4 e 2-3 vengono comandati a coppia, l'uscita del componente sul ramo A è uguale ed opposta all'uscita del componente sul ramo B, si ha pertanto

$$V_{Bo}(t) = -V_{Ao}(t) \quad (18)$$

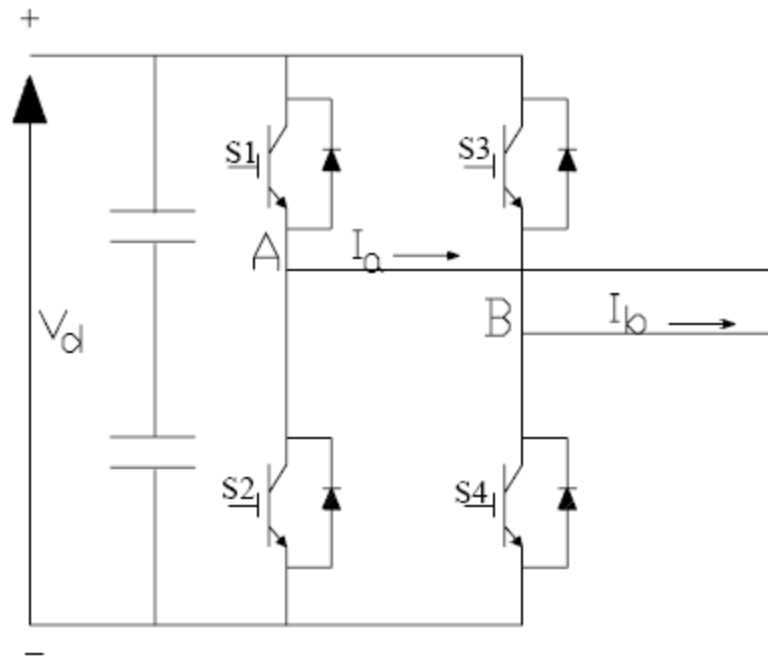


Figura 25 Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.

pertanto la tensione di uscita $V_o(t)$ può scriversi:

$$V_o(t) = V_{Bo}(t) - V_{Ao}(t) = 2 V_{Ao}(t) \quad (19)$$

ed il picco della fondamentale della tensione di uscita è pari a

$$V_{o1} = m_a V_d \quad (20)$$

per $m_a < 1$;

$$V_d < V_{o1} < V_d (4/\pi) \quad (21)$$

per $m_a > 1$

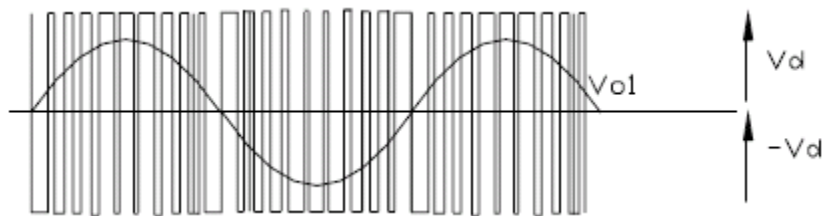


Figura 26 Modulazione Bipolare.

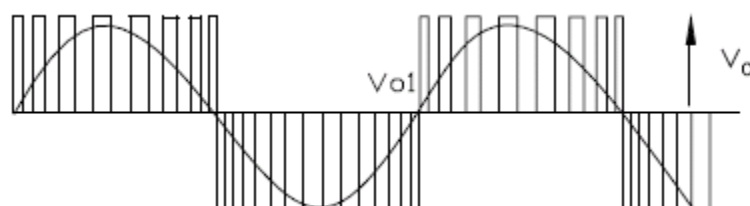


Figura 27 Modulazione Unipolare.

Se la tensione che agisce su un componente è $V_d/2$, la tensione di uscita oscilla tra $+V_d$ e $-V_d$, per tale motivo il funzionamento è detto bipolare.

PWM Unipolare

In questo caso vi sono due funzioni di modulazione, una per i componenti superiori ed una per gli inferiori, i componenti pertanto non saranno comandati a coppia come per il bipolare ma uno per volta e si avranno le seguenti combinazioni:

$$S_1 S_4 \text{ on} \quad V_{An} = V_d \quad V_{Bn} = 0 \quad V_o = V_d$$

$$S_2 S_3 \text{ on} \quad V_{An} = 0 \quad V_{Bn} = V_d \quad V_o = -V_d$$

$$S_1 S_3 \text{ on} \quad V_{An} = V_d \quad V_{Bn} = V_d \quad V_o = 0$$

$$S_2 S_4 \text{ on} \quad V_{An} = 0 \quad V_{Bn} = 0 \quad V_o = 0$$

in cui n è il conduttore con potenziale negativo. In questo caso la tensione in uscita ai capi di un carico varia tra V_d e 0 oppure tra $-V_d$ e 0, da cui il nome di unipolare per distinguerlo dal caso precedente in cui si passava da V_d a $-V_d$. I vantaggi rispetto al caso precedente sono due: a) il raddoppio della frequenza di commutazione, b) il salto della tensione di uscita si riduce della metà. In Figura 26 e in Figura 27 sono mostrati rispettivamente gli andamenti della tensione di uscita V_{AB} per l'inverter monofase a ponte nel caso bipolare e unipolare. In Figura 28 e in Figura 29 sono riportati lo spettro armonico normalizzato per il caso bipolare e per quello unipolare. Il vantaggio offerto nel caso unipolare del raddoppio della frequenza di switching, appare evidente notando che l'armonica più bassa è in questo caso il doppio di quella che si presenta nell'altro caso.

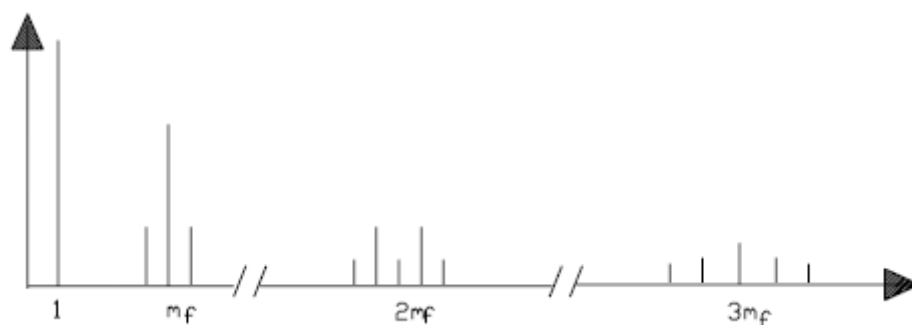


Figura 28 Spettro armonico con modulazione Bipolare.

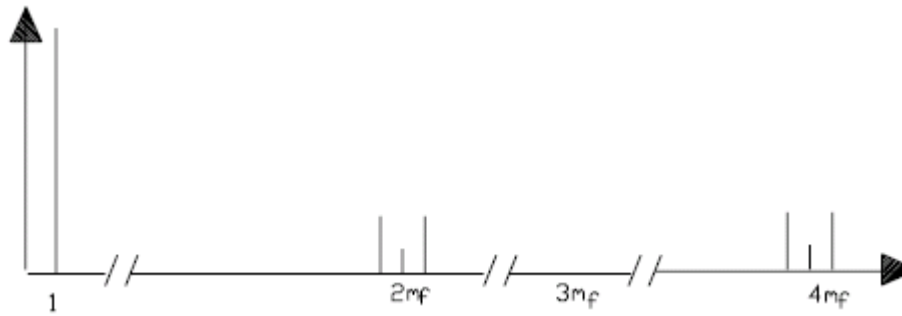


Figura 29 Spettro armonico con modulazione Unipolare.

Infine, nella zona lineare, la tensione concatenata V_{ab} alla frequenza fondamentale ha un valore efficace pari a:

$$V_{AB1} = \frac{V_{An1}}{\sqrt{2}} = \frac{m_a V_d}{\sqrt{2}} = 0,707 m_a V_d \quad (22)$$

con V_{An1} pari al valore di picco della fondamentale di fase, per la modulazione unilatera, e V_d la tensione sul BUS DC.

$$V_{An1} = m_a V_d \quad (23)$$

Si ricordi inoltre che, nel caso di inverter a onda quadra, la tensione concatenata alla frequenza fondamentale ha un valore efficace pari a:

$$V_{AB1} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{\sqrt{2}} = 0,9 V_d \quad (24)$$

Modulazione a PWM regolata a isteresi

Direttamente legata alla PWM è la tecnica di controllo cosiddetta a isteresi, questa tecnica nel campo degli azionamenti consente di imporre la tensione di alimentazione del carico (motore), in funzione della forma d'onda della corrente desiderata e viene indicata come CRPWM (Current Regulated Pulse Width Modulation).

La modalità di commutazione dei componenti dell'inverter avviene secondo la tecnica del PWM precedentemente descritta.

Due metodi, in particolare, sono utilizzati per ottenere gli impulsi di comando dei componenti dell'inverter in modo da controllare la corrente di statore del motore:

- il controllo mediante regolatori ad isteresi
- il controllo mediante regolatori proporzionali - integrali.

Il controllo mediante regolatori ad isteresi si ottiene confrontando il valore istantaneo della corrente di fase del motore con una corrente di riferimento; quando il valore della corrente effettiva si discosta da quello di riferimento, oltre i limiti imposti dalla banda di tolleranza, si verifica la commutazione dei componenti dell'inverter. Il confronto delle correnti viene effettuato su tutte e tre le fasi.

La frequenza di commutazione dei componenti non è costante, essa varia in funzione del tempo di salita della corrente, quindi se il carico è un motore risulta legata al valore della f.c.e.m., all'induttanza del motore, ed inoltre al valore della tensione sul lato DC. Con questa regolazione quindi, l'ondulazione della corrente di statore intorno al suo valore di riferimento, risulta di ampiezza costante e di frequenza variabile, altrimenti sarà necessario effettuare la commutazione a frequenza fissa ammettendo però che la corrente possa essere fuori della banda di tolleranza.

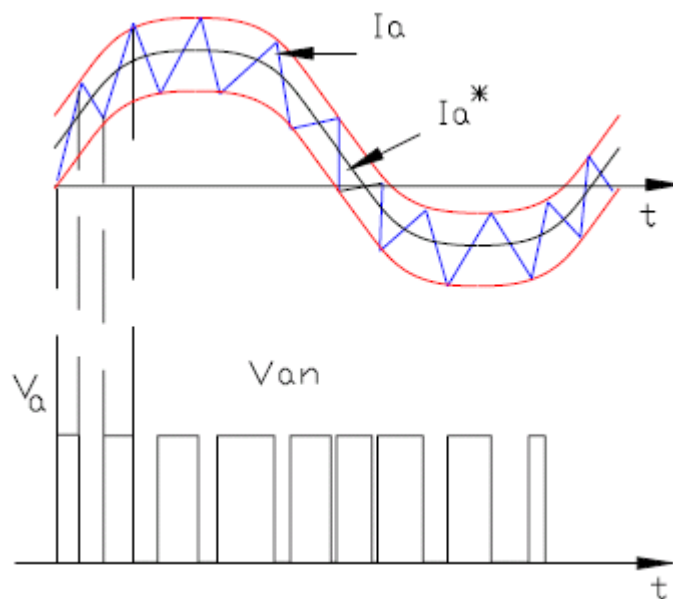


Figura 30 PWM con controllo di corrente a frequenza variabile.

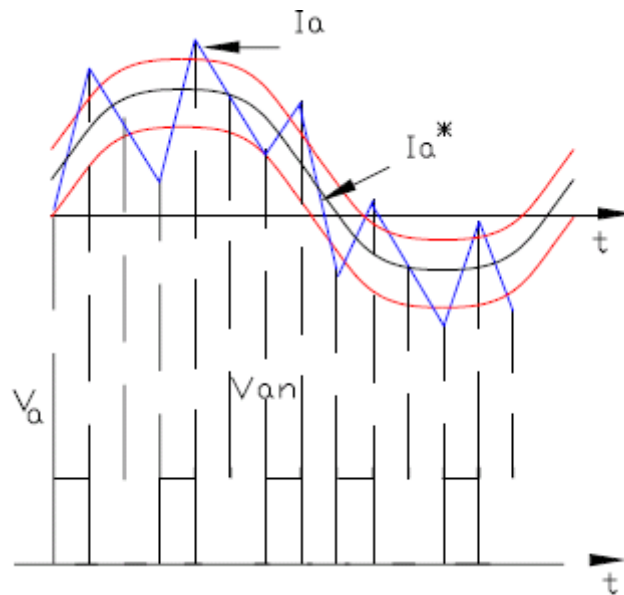


Figura 31 PWM con controllo di corrente a frequenza fissa.

In questo ultimo caso il controllo può essere effettuato mediante regolatori P.I. procedendo nel modo sottoesposto: si calcola l'errore tra il valore istantaneo di corrente e il valore di riferimento; l'errore di corrente così calcolato rappresenta l'ingresso del regolatore P.I., il segnale di uscita del regolatore, detto tensione di controllo, è confrontato, attraverso un comparatore, con un'onda triangolare di tensione avente frequenza costante. L'intersezione tra la tensione di controllo e la triangolare, comanda l'inserimento o il disinserimento dei componenti dell'inverter. Con questa tecnica l'ondulazione della corrente rispetto al valore di riferimento risulta di frequenza costante e di ampiezza variabile.

La funzione di trasferimento del blocco P.I. è del tipo

$$V_{cont} = K_p \Delta I + \int K_i \Delta I dt + V_0 \quad (25)$$

dove K_p e K_i sono le costanti di regolazione e ΔI è l'errore di corrente. Il primo termine a secondo membro rappresenta l'elemento proporzionale del regolatore che fornisce una regolazione immediata; l'altro termine rappresenta l'elemento integrale che agisce in un tempo più lungo, ma permette di annullare l'errore in regime permanente.

Nel nostro inverter:

$$K_p = 1$$

$$K_i = 28$$

2.3.2 Mosfet

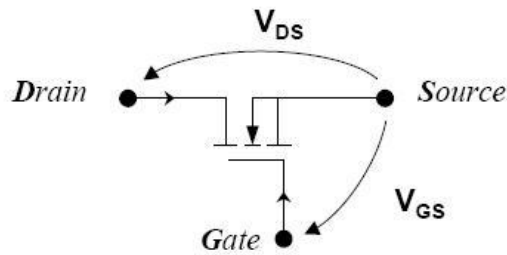


Figura 32 Schema Mosfet.

Gli interruttori statici presenti nel convertitore sono dei mosfet (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) del tipo IRF3415S/L.

Uno schema del MOSFET è riportato in Figura 32.

I dati principali estrapolati dal datasheet sono riportati in Tabella 4; in Figura 33 è riportata la caratteristica dinamica.

Corrente nominale	25 A
R_{DS}	0,042 Ω
tempo di salita (rise time)	55 ns
tempo di discesa (fall time)	69 ns
tempo di ritardo all'accensione (turn on delay time)	12 ns
tempo di ritardo allo spegnimento (turn off delay time)	71 ns

Tabella 4 Caratteristiche del MOSFET IRF3415S/L.

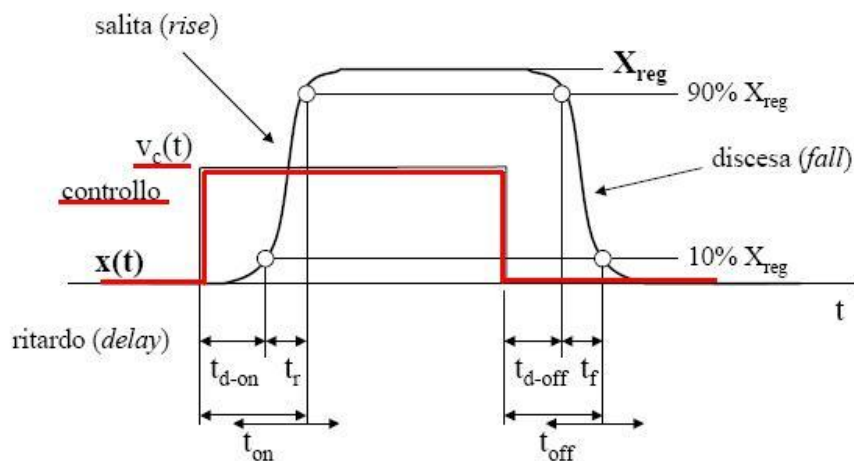


Figura 33 Caratteristica dinamica dell'interruttore.

Il mosfet è un componente totalmente controllabile: si può comandare sia l'accensione che lo spegnimento agendo sulla tensione V_{GS} in un intervallo di ± 10 V. Quando è usato come interruttore aperto assorbe una corrente modesta, in questo modo il sistema di controllo potrà essere semplice ed efficiente. Rispetto agli altri componenti ha un rendimento più elevato, presenta infatti una resistenza R_{DS} molto bassa che nella fase di conduzione porta a perdite molto piccole per effetto joule.

Il diodo in antiparallelo serve per proteggere l'interruttore statico nel momento in cui tale interruttore è chiamato ad interrompere la corrente. Questa operazione avviene in tempi molto brevi dell'ordine di 100 ns; tale condizione abbinata alla caratteristica del circuito di tipo ohmico-induttivo, porta ad avere sovratensioni anche importanti ai capi del mosfet, tensione che può danneggiare e rendere inutilizzabile tale interruttore.

2.3.3 DSP

Il DSP è un microprocessore ottimizzato per eseguire in maniera efficiente sequenze di istruzioni ricorrenti come ad esempio somme, moltiplicazioni e traslazioni. Il modello presente nell'inverter è il TMS 320F2812 PGFA della Texas Instruments.

Nella Tabella 5 sono riportate le sue principali caratteristiche.

Frequenza di clock	150 MHz (6,67ns durata di un ciclo)
CPU	32 bit
ROM	2048 kByte
RAM	416 kByte
Periferica	di controllo per motori
Periferica	porta seriale (eCAN)
Convertitore analogico-digitale	ADC 12 bit, 16 canali
Linguaggio di programmazione	ANSI C/C++ Compiler/Assembler

Tabella 5 Caratteristiche del DSP TMS 320F2812 PGFA.

Le specifiche riportate in Tabella 5 indicano un tempo estremamente basso di calcolo, un ottimo convertitore analogico-digitale e dei linguaggi di programmazione molto diffusi. Attualmente il prezzo commerciale si aggira intorno a 20 €/pezzo.

2.4 LISN

Le LISN utilizzate nelle misure sono fabbricate dalla Rohde & Schwarz modello ESH3-Z6 con valore dell'induttore $5\ \mu\text{H}$ e corrente nominale 100 A. Lo schema elettrico di principio di una LISN è raffigurato in Figura 7.

L'ingresso della prima LISN (LISN+) è collegato tra il polo positivo della batteria e la terra; la sua uscita è connessa tra il polo positivo del circuito e la terra come da Figura 8.

L'ingresso della seconda LISN (LISN-) è collegata tra il polo negativo della batteria e la terra; la sua uscita tra il polo negativo del circuito e la terra come da Figura 8.

Le resistenze R_2 e R_4 rappresentano la resistenza d'ingresso dello strumento, per esempio, dell'analizzatore di spettro e la resistenza di fittizia di bilanciamento.

Con tale schema la corrente continua può circolare liberamente dal gruppo di accumulatori all'inverter, cosa che invece non può succedere per i disturbi condotti che hanno frequenza elevata (dalle centinaia di kHz a qualche MHz); tali disturbi vedono l'induttanza come un circuito aperto e i condensatori come corto circuito e quindi vengono deviati verso terra.

Lo schema della LISN per tali disturbi è raffigurato in Figura 9.

In questo modo si possono misurare, con un analizzatore di spettro, i disturbi generatore dal convertitore statico.

2.5 Gruppo di accumulatori

Il convertitore viene alimentato da un gruppo di accumulatori della Energy Safe. Il gruppo è composto da 7 accumulatori al piombo da 12 V e 7 Ah di carica ciascuno, collegati tra loro in serie, dando quindi in uscita una tensione di 84 V. Guardando la foto del gruppo di accumulatori riportata in Figura 34 è possibile notare che sono presenti tre cavi uno nero uno rosso e uno grigio. La d.d.p. prelevata tra cavo nero e quello rosso è esattamente al tensione totale del gruppo di accumulatori ed è pari a 84 V; tale d.d.p. è rappresentata in Figura 14 da un generatore di tensione continua V_{s1} , mentre la d.d.p. prelevata tra il cavo nero e quello grigio è solo una parte della totale, tale d.d.p. in Figura 14 è rappresentata da un generatore di tensione continua V_{s2} . In genere per poter eccitare la bobina del teleruttore è necessario prelevare la tensione V_{s2} da quattro accumulatori collegati tra loro in serie; questo è vero se gli accumulatori sono carichi. Se la carica delle batterie non è molto alta è opportuno prelevare la tensione V_{s2} da cinque accumulatori.



Figura 34 Foto del gruppo di accumulatori.

2.6 Sonde di corrente

Le sonde di corrente sono dei particolari trasduttori che trasformano la grandezza in ingresso (cioè la corrente) in una tensione in uscita che può essere acquisita per esempio tramite un oscilloscopio o un analizzatore di spettro; tale

tensione può essere proporzionale secondo un rapporto noto della corrente in ingresso oppure tale relazione può essere non lineare; in quest'ultimo caso l'uscita dalla sonda deve essere collegata ad un opportuno amplificatore che ha il compito di dare in uscita sempre una tensione proporzionale rispetto alla corrente misuranda. Nelle nostre misurazioni sono state utilizzate due diverse sonde di corrente, le caratteristiche sono riportate in Tabella 6 e in Tabella 7. Da tali tabelle si nota che la sonda Rohde & Schwarz ha una portata inferiore rispetto alla Fluke e che quest'ultima è più adatta per misure di corrente a frequenza bassa. Questa differenza sta nel fatto che la sonda Fluke utilizza la tecnologia ad effetto Hall e per questo può misurare anche una corrente continua. In Figura 35 e in Figura 36 sono riportate le foto delle due sonde di corrente.



Figura 35 Foto della sonda di corrente Rohde & Schwarz.



Figura 36 Foto della sonda di corrente Fluke i30s.

Intervallo di frequenza	20 Hz ÷ 200 MHz
Massimo valore di picco della corrente	300 A
Massimo valore nominale della corrente in alternata (valore efficace)	6 A per $f < 1$ kHz 1 A per $f > 1$ MHz
Diametro massimo del cavo	30 mm

Tabella 6 Specifiche della sonda di corrente Rohde & Schwarz.

Intervallo di frequenza	0 Hz ÷ 100 kHz
Massimo valore di picco della corrente	500 A
Massimo valore nominale della corrente in alternata (valore efficace)	20 A
Precisione a 25° C	±1% della lettura ±2 mA
Diametro massimo del cavo	19 mm

Tabella 7 Specifiche della sonda di corrente Fluke i30s.

In Figura 37 è raffigurato il guadagno della sonda di corrente Rohde & Schwarz in funzione della frequenza; tale guadagno va tenuto sempre in conto quando si effettuano le misurazioni altrimenti si può incorre ad importi errori di misura.

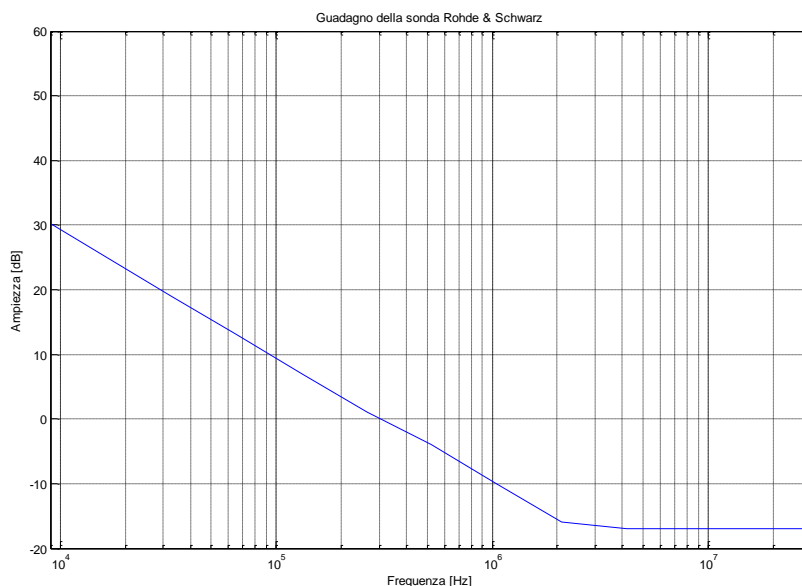


Figura 37 Guadagno della sonda di corrente Rohde & Schwarz.

2.7 Dispositivi di comando e protezione

I fusibili utilizzati sono di tipo cilindrico: caratteristica di intervento gG, la tensione nominale è di 500 V, la corrente nominale è 10 A e il potere di interruzione è pari a $I_K = 120 \text{ kA}$.

Il teleruttore è della Albright type SW200-177 con un contatto normalmente aperto, la corrente nominale è di 200 A e tensione nominale della bobina è pari a 80 V.

L'interruttore magnetotermico è Siemens, modello MCB 5SY45, monofase bipolare con tensione nominale 230 V, C16 (corrente nominale 16 A e caratteristica di intervento C) e potere di interruzione 10 kA.

Capitolo 3

Studio preliminare

3.1 Transitorio di carica e scarica del BUS DC

Il transitorio di carica e scarica del BUS DC è stato simulato prima al calcolatore tramite PSpice poi è stato misurato sul BUS DC del convertitore. In Figura 38 è riportato lo schema elettrico ed i valori dei componenti utilizzati per la simulazione.

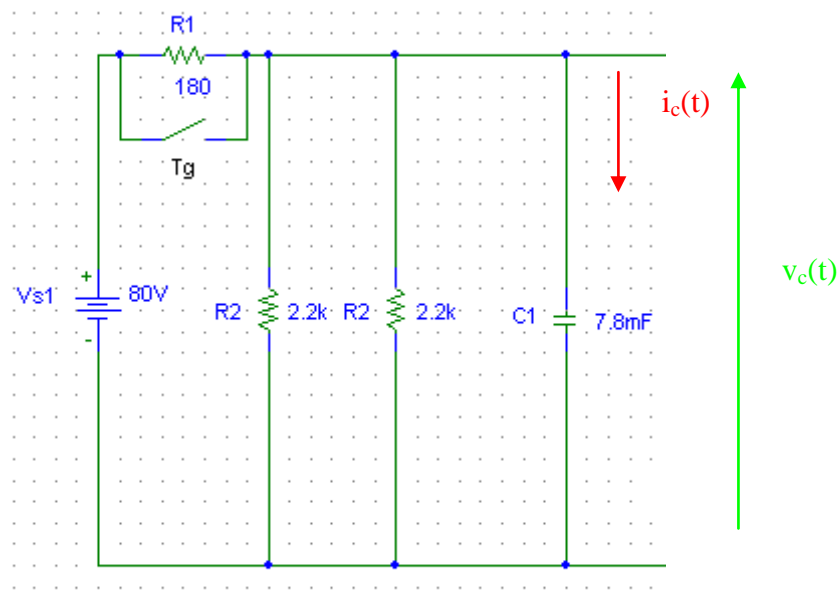


Figura 38 Circuito elettrico per la simulazione con PSpice.

Valori dei componenti impostati sul programma di simulazione (PSpice) per il transitorio di carica e scarica del BUS DC sono:

$$V_{s1} = 80 \text{ V}$$

$$R_1 = 180 \text{ } \Omega$$

$$R_2 = 2200 \text{ } \Omega$$

$$R_{2eq} = R_2 // R_2 = 1100 \text{ } \Omega$$

$$C = 7,8 \text{ mF}$$

stato iniziale tensione $v_c(0) = 0 \text{ V}$

il transitorio della tensione (vedi Figura 39) e della corrente è data dalla teoria dei circuiti elettrici; la tensione seguirà un andamento:

$$v_c(t) = V_{s1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (26)$$

dove la costante di tempo risulta:

$$\tau = C \cdot \frac{R_1 \cdot R_{2eq}}{R_1 + R_{2eq}} = 1,21 \text{ s} \quad (27)$$

Dopo 5τ pari a circa 6 secondi il transitorio si è esaurito.

Dalla seguente formula si ottiene la tensione finale del condensatore

$$v_c(\infty) = \frac{R_{2eq}}{R_1 + R_{2eq}} \cdot V_{s1} = 68,75 \text{ V} \quad (28)$$

che però è ben diversa dai 80 V del generatore (V_{s1}), questo perché sono presenti due resistori (R_2) che drenano in ogni momento verso il polo negativo della batteria una corrente modesta; il valore di questa corrente moltiplicata per R_1 ci dà gli 11,25 V di c.d.t. mancanti per raggiungere gli 80 V del generatore (V_{s1}).

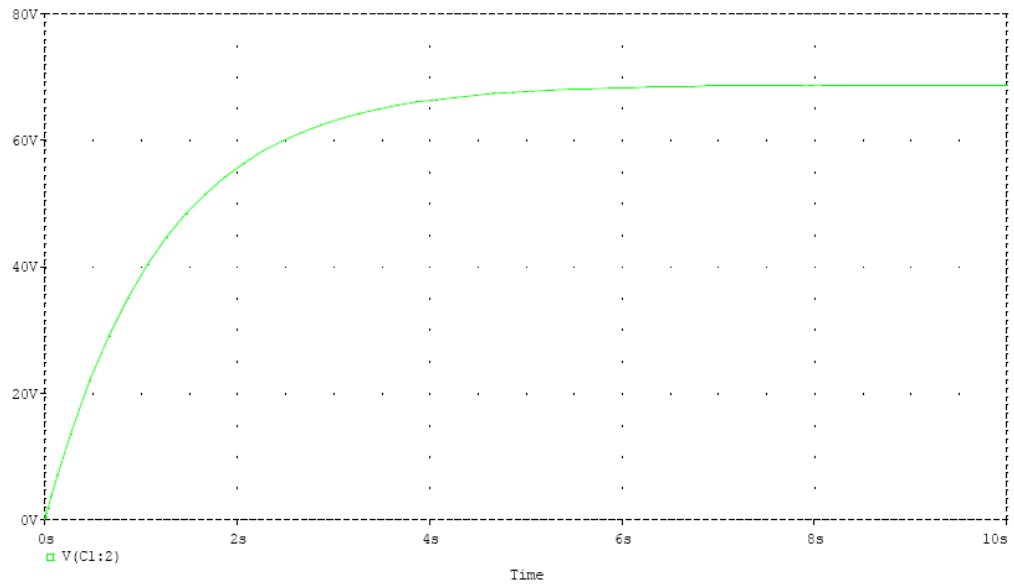


Figura 39 Evoluzione temporale della tensione $v_c(t)$ nella fase di carica del BUS DC.

L'andamento della corrente $i_c(t)$ è rappresentato in Figura 40.

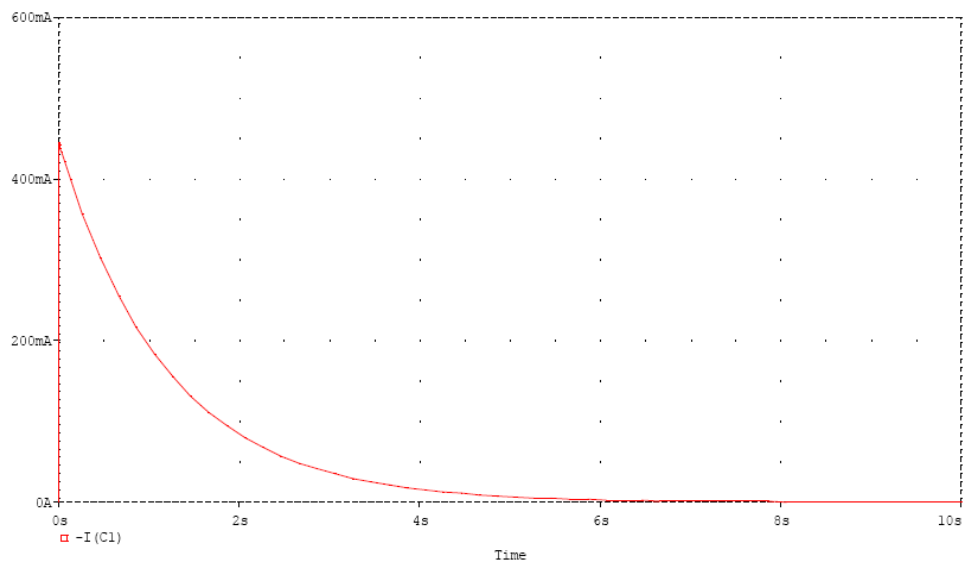


Figura 40 Evoluzione temporale della corrente $i_c(t)$ nella fase di carica del BUS DC.

Il transitorio della $i_c(t)$ si esaurisce come nel caso precedente dopo circa 6 secondi.

$$i_c(t) = \frac{V_{s1}}{R_1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (29)$$

Il picco di corrente per $t=0$ s vale

$$i_c(0) = \frac{V}{R_1} = 0,444 \text{ A} \quad (30)$$

questo perché nei primissimi istanti il condensatore è scarico e può essere visto come un corto circuito, tale picco è limitato solo da R_1 .

La corrente per t che tende a infinito vale zero.

Nel momento in cui si preme il pulsante di emergenza si bypassa la resistenza R_1 ; la corrente ha un picco limitato dalla capacità delle batterie e dalla resistenza dei cavi di collegamento e un salto di tensione (vedi Figura 41) di 11,25 V (già precedentemente discussi) fino agli 80 V del generatore (V_{s1}). Inoltre con la chiusura del pulsante di emergenza si eccita la bobina del teleruttore e si chiude il contatto “NO”; a questo punto l’inverter è in grado di erogare potenza.

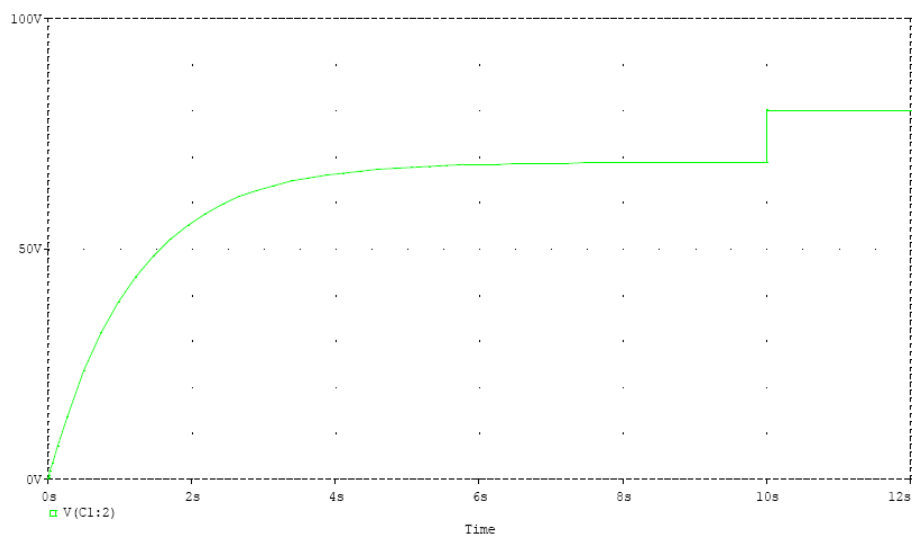


Figura 41 Gradino di tensione quando viene attivato il pulsante di emergenza.

Lo schema utilizzato con PSpice per la simulazione della fase di scarica del banco di condensatori del BUS DC è rappresentato in Figura 42.

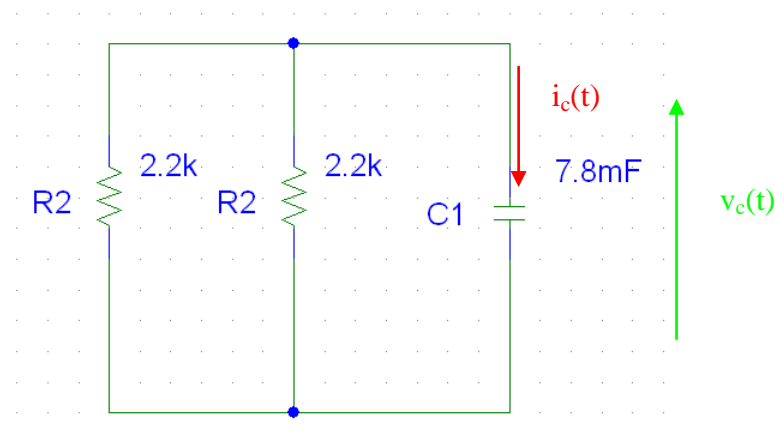


Figura 42 Schema elettrico del circuito di scarica del condensatore.

Alla fine del transitorio di carica, per il principio di conservazione dell'energia, la tensione $v_c(0)$ risulta pari a 80 V.

L'andamento della tensione nella fase di scarica del BUS DC è rappresentato in Figura 43.

$$v_c(t) = V_{s1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (31)$$

dove la costante di tempo risulta:

$$\tau = C \cdot R_{2eq} = 8,58 \text{ s} \quad (32)$$

Dopo 5τ pari a circa 43 secondi il transitorio si è esaurito.

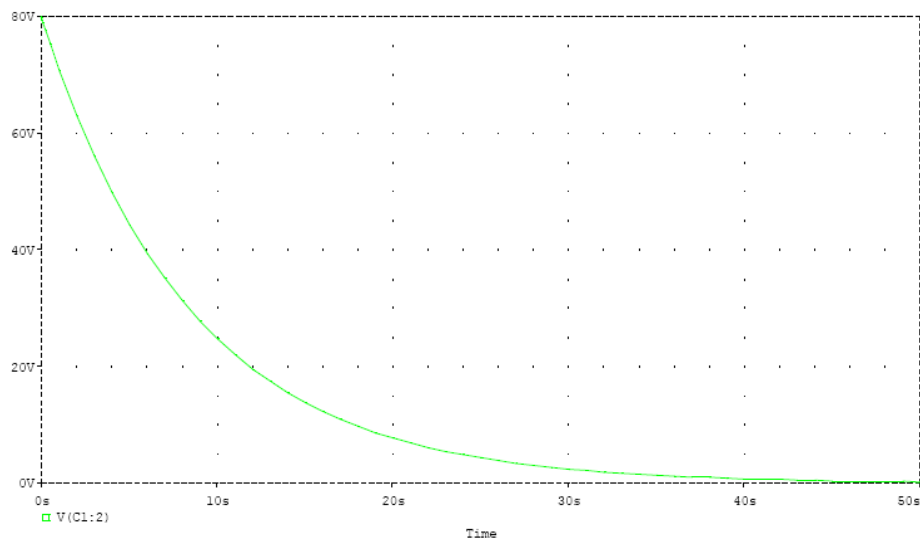


Figura 43 Evoluzione temporale di $v_c(t)$ nella fase di scarica del BUS DC.

L'andamento della corrente nella fase di scarica del BUS DC è rappresentato in Figura 44.

$$i_c(t) = -\frac{V_{s1}}{R_{2eq}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (33)$$

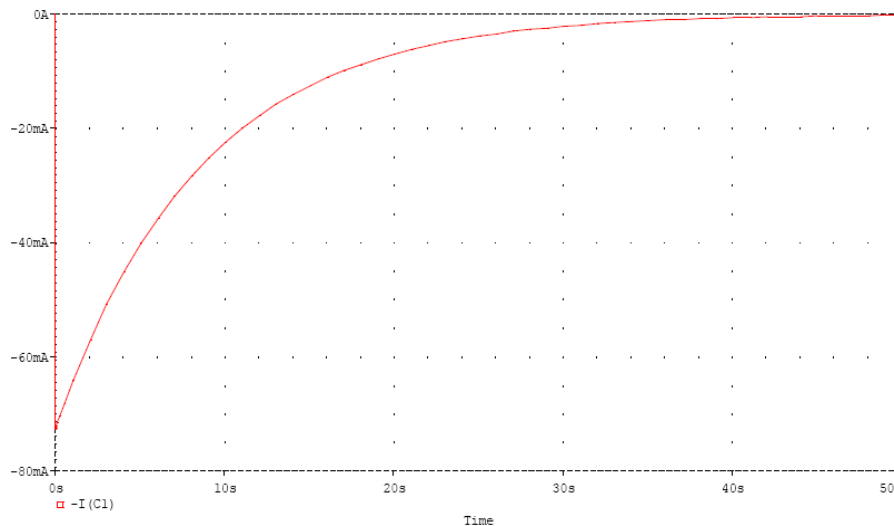


Figura 44 Evoluzione temporale di $i_c(t)$ nella fase di scarica del BUS DC.

La corrente risulta negativa perché circola in senso opposto a quello indicato in Figura 40.

Se il condensatore è a tensione v_c 80 V e si apre il pulsante di emergenza, si ha una scarica parziale del condensatore fino ai 68,75 V; dato che l’inverter è stato programmato a funzionare in un intervallo di tensione del BUS DC tra 70 V ÷ 90 V, esso non potrà più erogare potenza.

Verifichiamo ora la potenza dissipabile dalle resistenze:

per quanto riguarda R_1 , il momento più critico è quello in cui il condensatore è scarico e lo si carica. Nei primissimi istanti di questa operazione il condensatore lo si può immaginare come un corto circuito quindi la corrente che lo attraversa vale:

$$I = \frac{V}{R_1} = \frac{80V}{180\Omega} = 0,444 \text{ A} \quad (34)$$

tramite

$$P = RI^2 = 180\Omega \cdot 0,444^2 \text{ A} = 35,5 \text{ W} \quad (35)$$

La R_1 viene quindi scelta con potenza massima dissipabile di 50 W.

Per R_2 il momento più critico si ha quando viene premuto il pulsante di emergenza e tramite il teleruttore viene azionata la chiusura del contatto “NO”, che bypassa la resistenza di precarica, R_1 ed le due R_2 vedono tutti gli 80 V del generatore.

La corrente vale:

$$I = \frac{V}{R_2} = \frac{80V}{2200\Omega} = 0,0364 \text{ A} \quad (36)$$

Dalla

$$P = RI^2 = 2200\Omega \cdot 0,0364^2 \text{ A} = 2,91 \text{ W} \quad (37)$$

si sceglie un resistore con potenza massima dissipabile di 5 W.

Capitolo 4

Prove sul convertitore statico in configurazione originale

4.1 Introduzione

In questo capitolo vengono riportate diverse misure effettuate sul convertitore statico DC/AC, tali misurazioni sono state acquisite sia nel dominio della frequenza (grazie ad un analizzatore di spettro) sia nel dominio del tempo (grazie ad un oscilloscopio). Il segnale misurando è stato prelevato dalla LISN+/LISN- o da entrambe a secondo del caso. Lo schema elettrico del circuito è riportato in Figura 14.

In un primo momento si sono eseguite le misure del rumore di fondo nel dominio della frequenza, cioè con il convertitore collegato alle LISN ma non alimentato, poi si è alimentato il convertitore e si sono ripetute le prove.

La seconda serie di prove sono state eseguite nel dominio del tempo e grazie all'ausilio di Matlab e del comando FFT (Fast Fourier Transform) si è trovata la serie di Fourier del segnale misurato.

4.2 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza

In Figura 45 e Figura 46 sono riportati i risultati delle misurazioni del rumore di fondo rispettivamente misurati dalla LISN- e dalla LISN+ nell'intervallo di

frequenza 9 kHz ÷ 30 MHz. In entrambi i grafici tale rumore varia tra 20 dB μ V e 40 dB μ V.

Ora si è provveduto ad alimentare il convertitore e a mantenerlo in Drive off. In modalità “Drive off” il circuito di controllo è attivo e pronto a pilotare gli interruttori se lo si porta in “Drive on” tramite la consolle. Quindi nella situazione in cui il circuito di controllo sta funzionando e gli interruttori statici del ramo di potenza non stanno commutando. Tali prove sono riportate in Figura 47 e Figura 48. In questa nuova situazione il livello di disturbo si è notevolmente alzato e sono stati registrati picchi di ampiezza pari a 70 dB μ V in entrambe le LISN.

Il passo successivo è stato quello, tramite la consolle, di portare il “Drive off” in “Drive on”, ora gli interruttori del ramo di potenza commutano e quindi di misurare il disturbo complessivo del convertitore. Dalla consolle sono impostati i seguenti parametri:

- $F_s = 12$ kHz (frequenza di commutazione degli interruttori)
- $F = 30$ Hz (frequenza della corrente in uscita dal convertitore)
- Mod = PWM2 (Tipo di modulazione)
- $I = 5$ A (Valore efficace della corrente in uscita dal convertitore)

Per PWM2 si intende la modulazione unipolare mentre per PWM1 si intende quella Bipolare. In Figura 49 e Figura 50 sono riportati i valori misurati rispettivamente dalla LISN- e dalla LISN+ nell'intervallo di frequenza 1 kHz ÷ 100 kHz. Si nota immediatamente che in entrambi i grafici è presente l'armonica di frequenza 12 kHz e che sono presenti le sue multiple.

In Figura 51 e Figura 52 sono riportati rispettivamente le tensioni misurate sulle LISN- e LISN+ nell'intervallo di frequenza 9 kHz ÷ 30 MHz. In entrambi i grafici troviamo un picco di tensione notevole e pari a circa 80 dB μ V alla frequenza di 2 MHz. Questo picco è causato dal brevissimo tempo di chiusura degli interruttori statici presenti sul ramo di potenza che nel nostro caso sono dei Mosfet. Trovato questo picco alla frequenza di 2 MHz possiamo ricavarci in via approssimata il tempo di chiusura del mosfet tramite la seguente formula:

$$t_r = \frac{1}{\pi F} = \frac{1}{3.14 * 2 * 10^6} \cong 160ns \quad (38)$$

La tensione di DM e CM sono riportate in Figura 53 e Figura 54. Confrontando i due grafici si nota che la componente di disturbo più importante è quella di modo comune e anch'essa presenta un picco intorno a 2 MHz di valore 80 dB μ V. Nei grafici di Figura 55 e Figura 56 sono stati messi a confronto i valori misurati dalla LISN- e dalla LISN+ con il limite EN55011 imposto dal CISPR 11. Questo confronto non è corretto perché abbiamo riportato il limite EN55011 in valori di quasi picco mentre con l'analizzatore di spettro abbiamo misurato il valore di picco e perché la normativa riguardante le emissioni condotte prevedono l'uso del ricevitore EMI e non dell'analizzatore di spettro.

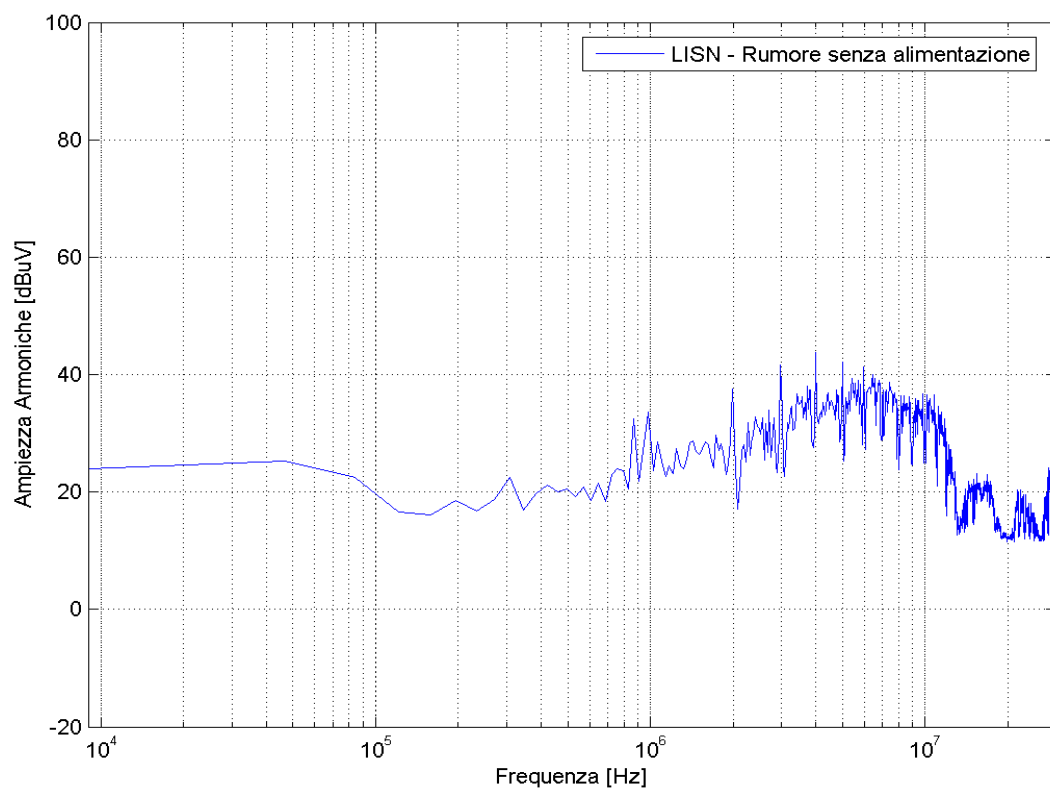


Figura 45 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.

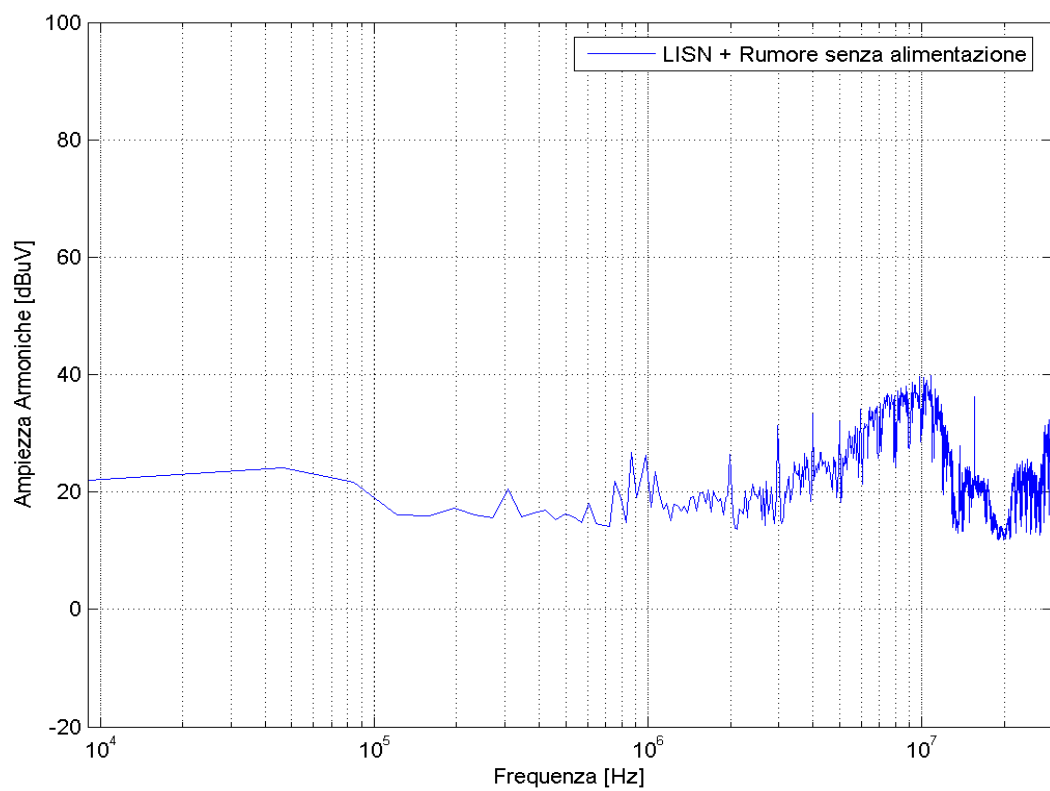


Figura 46 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.

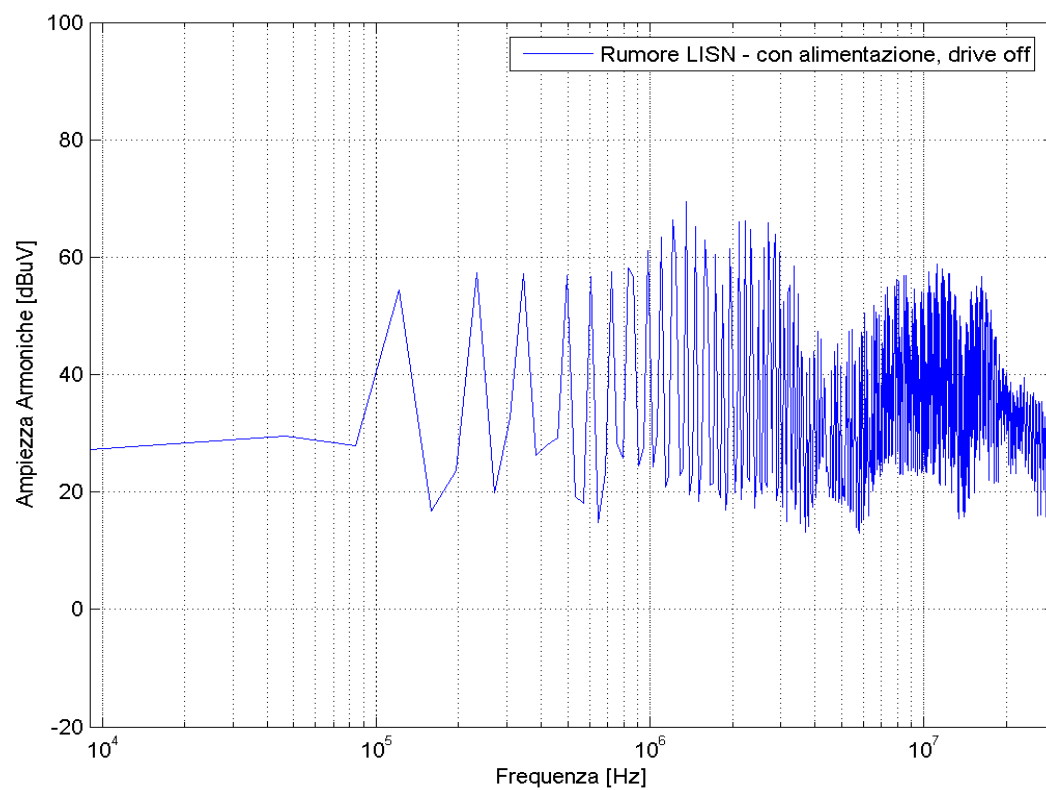


Figura 47 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.

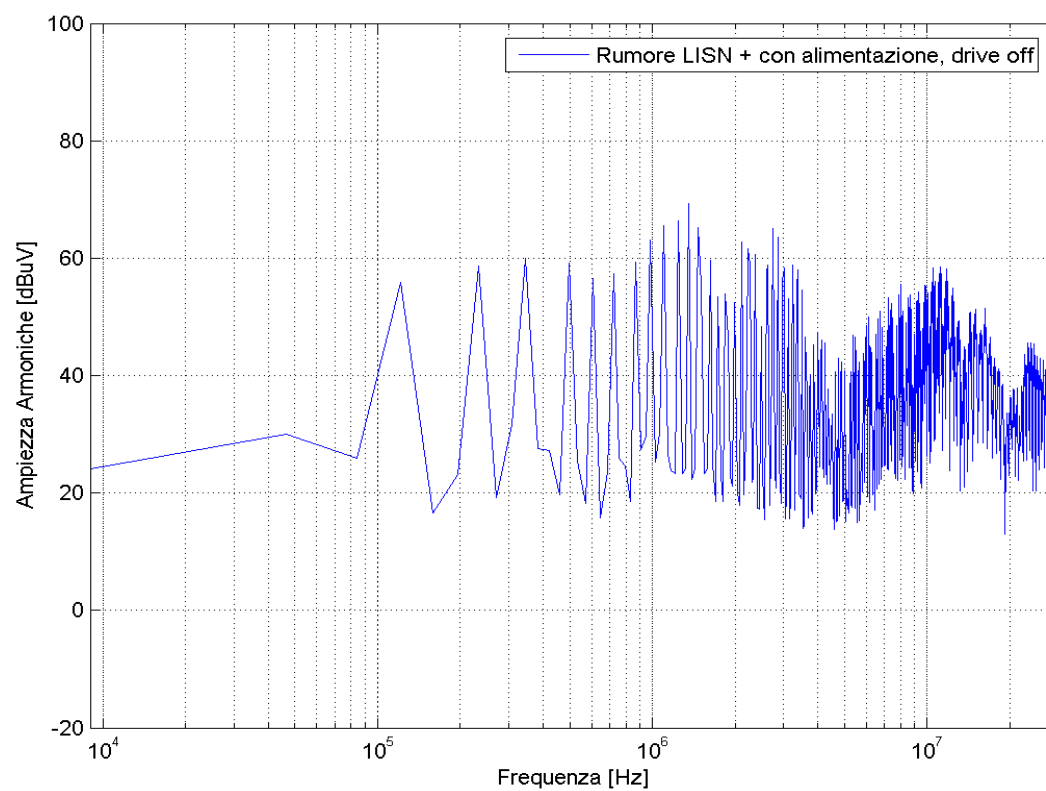


Figura 48 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.

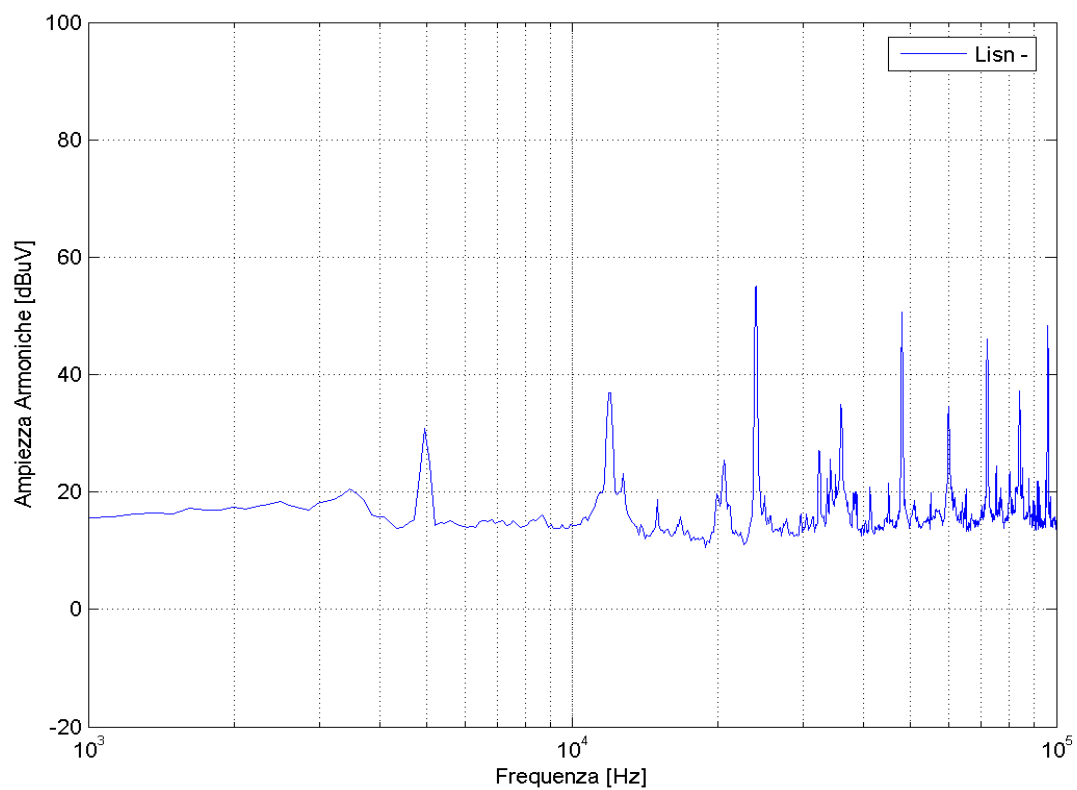


Figura 49 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.

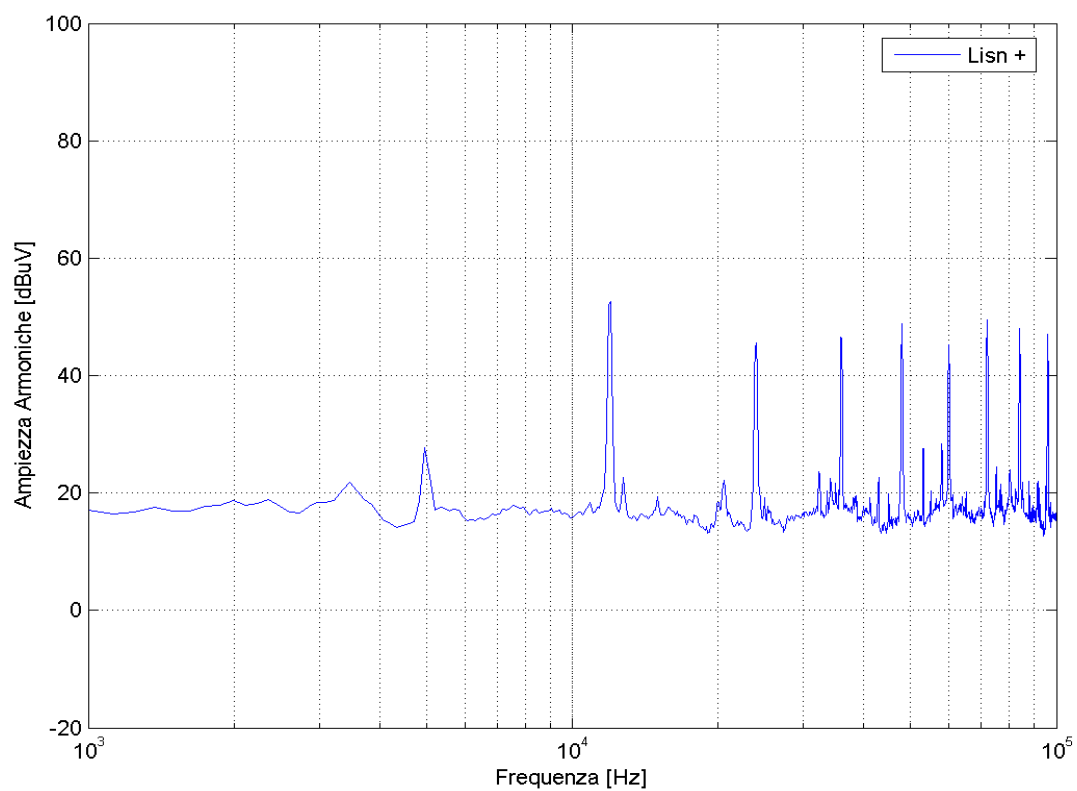


Figura 50 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.

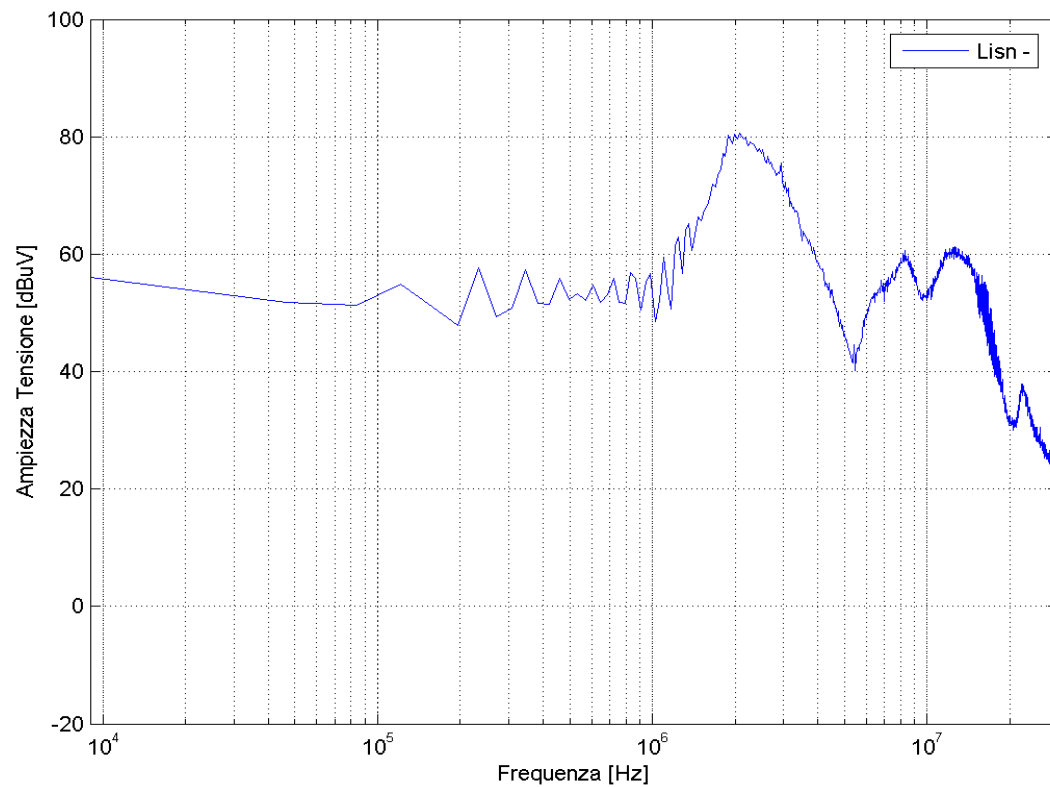


Figura 51 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.

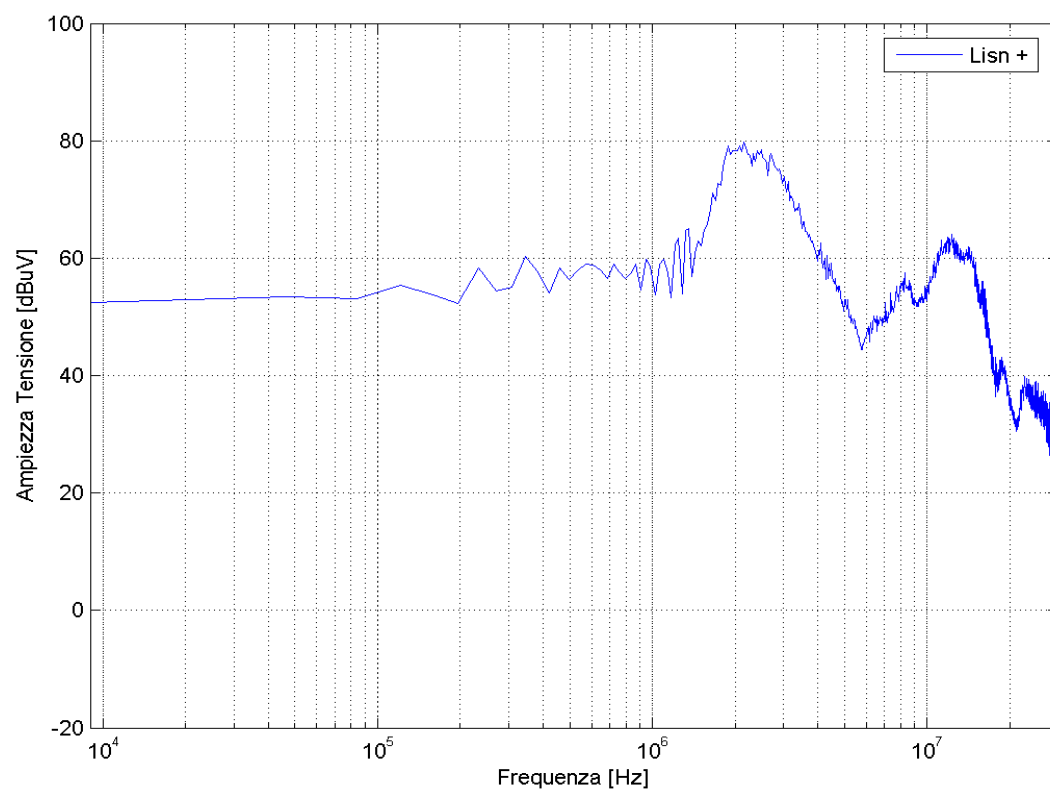


Figura 52 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.

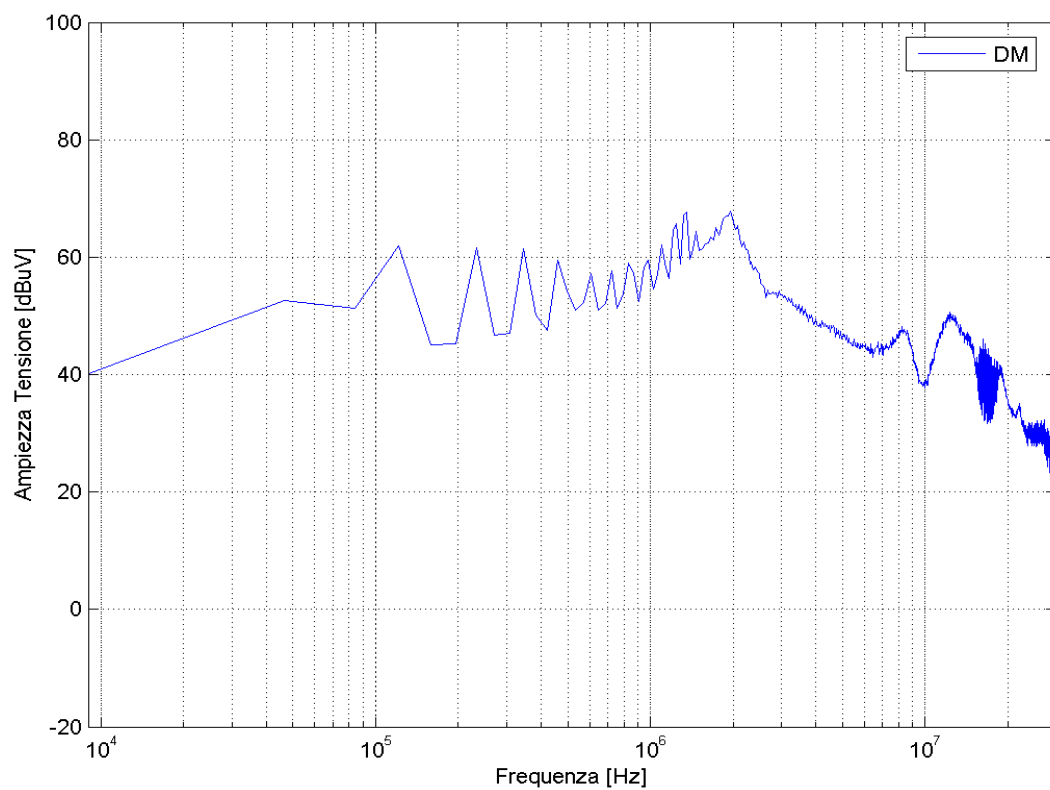


Figura 53 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive on.

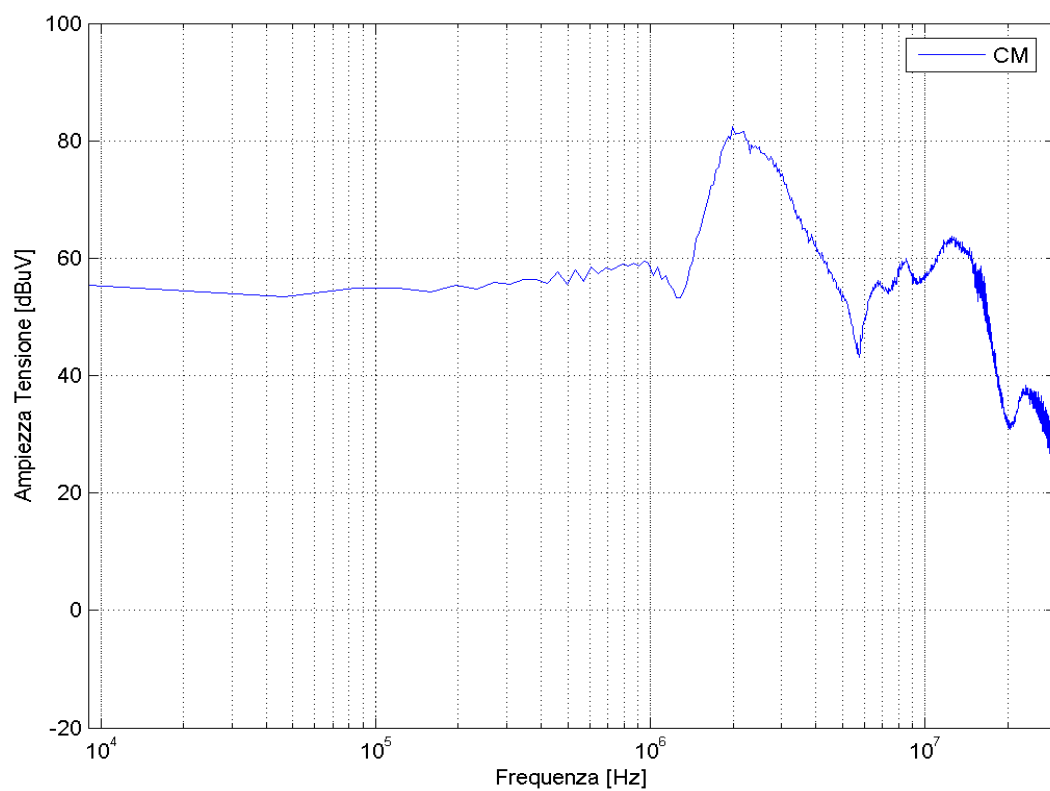


Figura 54 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive on.

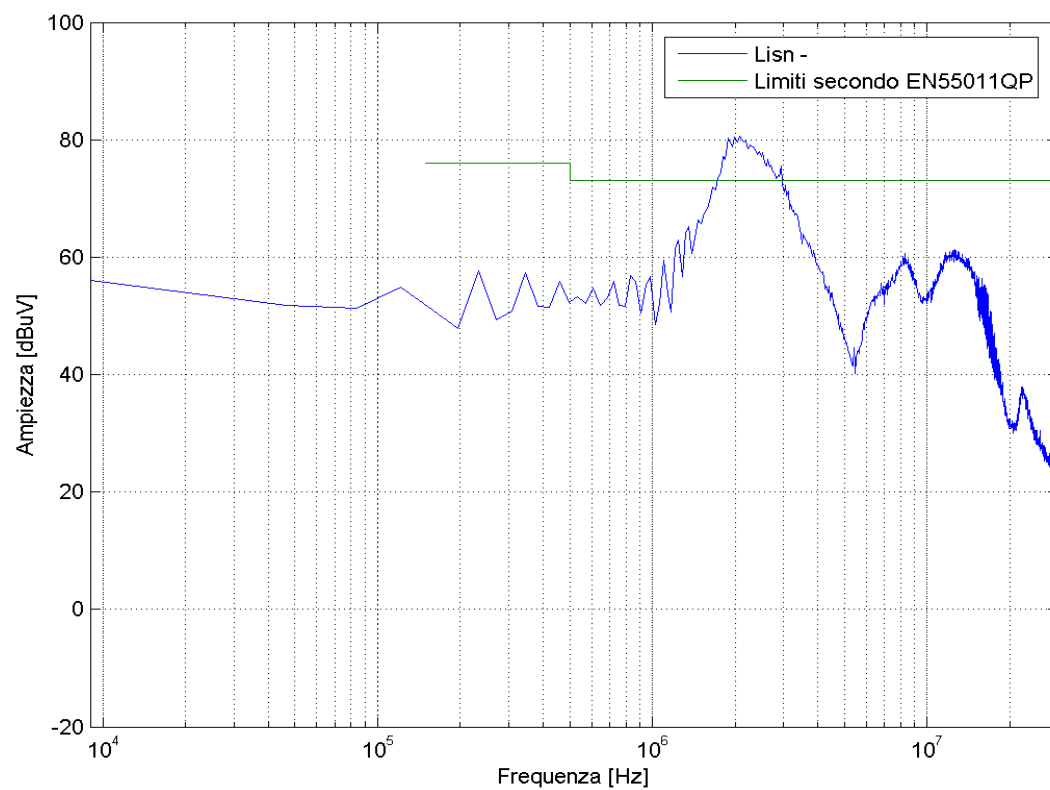


Figura 55 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on e Limiti EN55011QP.

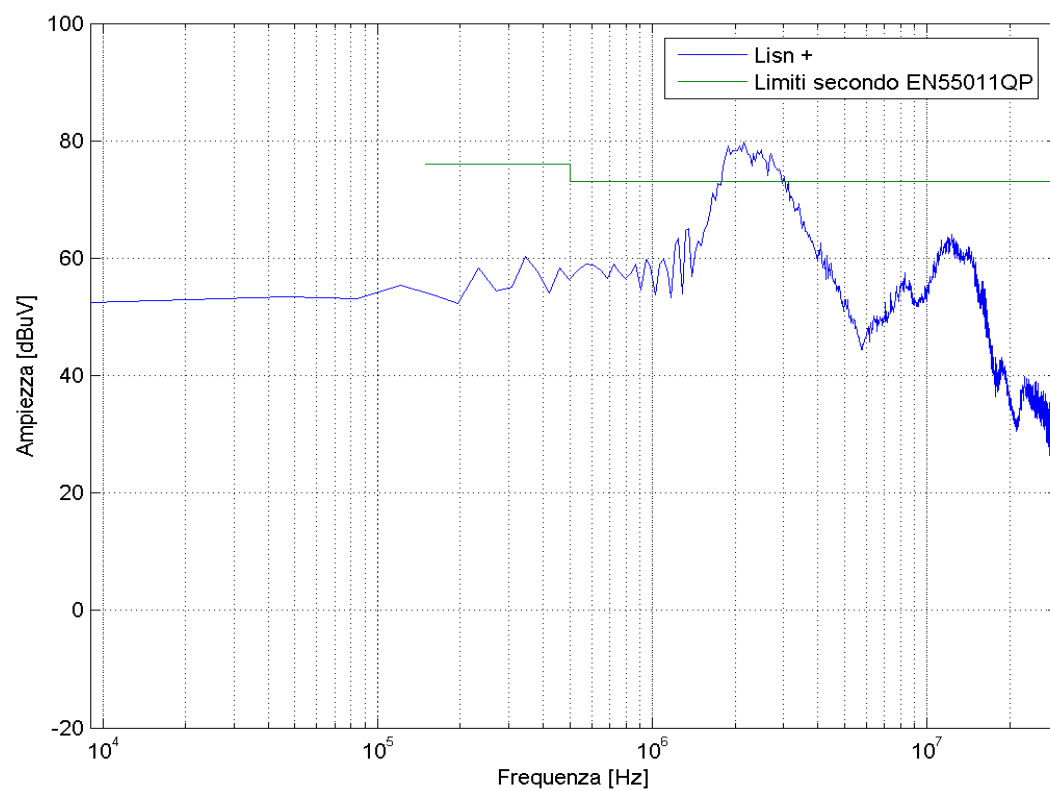


Figura 56 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on e Limiti EN55011QP.

4.3 Commenti sulle prove nel dominio del tempo

In Figura 57 è stato riportato il grafico nel dominio del tempo della tensione misurata sulla LISN+. Dalla consolle erano stati impostati i seguenti parametri:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- $\text{Mod} = \text{PWM2}$
- $I = 5 \text{ A}$

Il segnale è stato acquisito per un periodo di $583 \mu\text{s}$ cioè pari a 7 periodi di commutazione e in Figura 58 ne è riportata la sua FFT. Confrontando il grafico in Figura 58 con quello di Figura 52 non si notano sostanziali differenze, ciò porta a dire che la misura nel dominio del tempo è stata eseguita correttamente e che il comando FFT utilizzato tramite Matlab risulta un'ottimo strumento di verifica e di analisi di segnali.

Ora dalla consolle sono stati impostati i seguenti parametri:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- $\text{Mod} = \text{PWM1}$
- $I = 10 \text{ A}$

Ora è stato acquisito il segnale per un periodo di $83 \mu\text{s}$ cioè pari a 1 periodi di commutazione e in Figura 59 ne è riportato il grafico. In Figura 60 è riportato la FFT del segnale acquisito. In quest'ultimo caso il livello di disturbo del dominio del tempo si è alzato rispetto al grafico di Figura 51. Questo confronto è stato fatto sia cambiando la corrente in uscita dal convertitore che cambiando il tipo di modulazione, sarebbe stato più corretto fare un confronto cambiando un parametro alla volta.

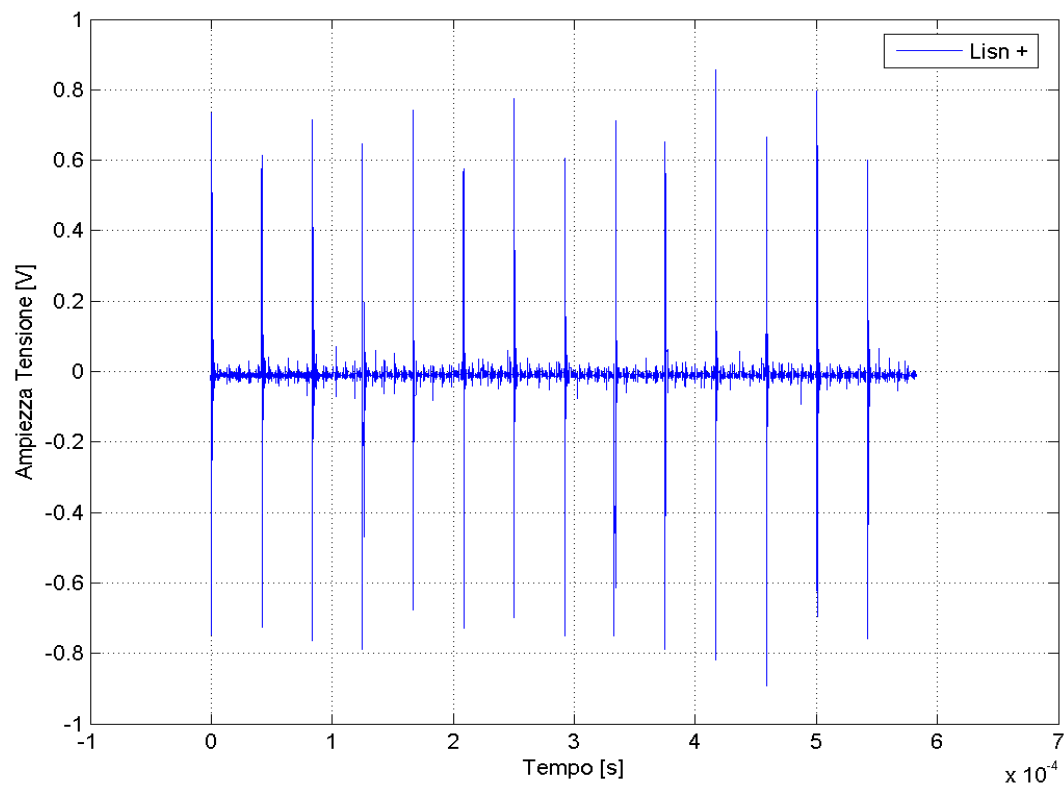


Figura 57 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.

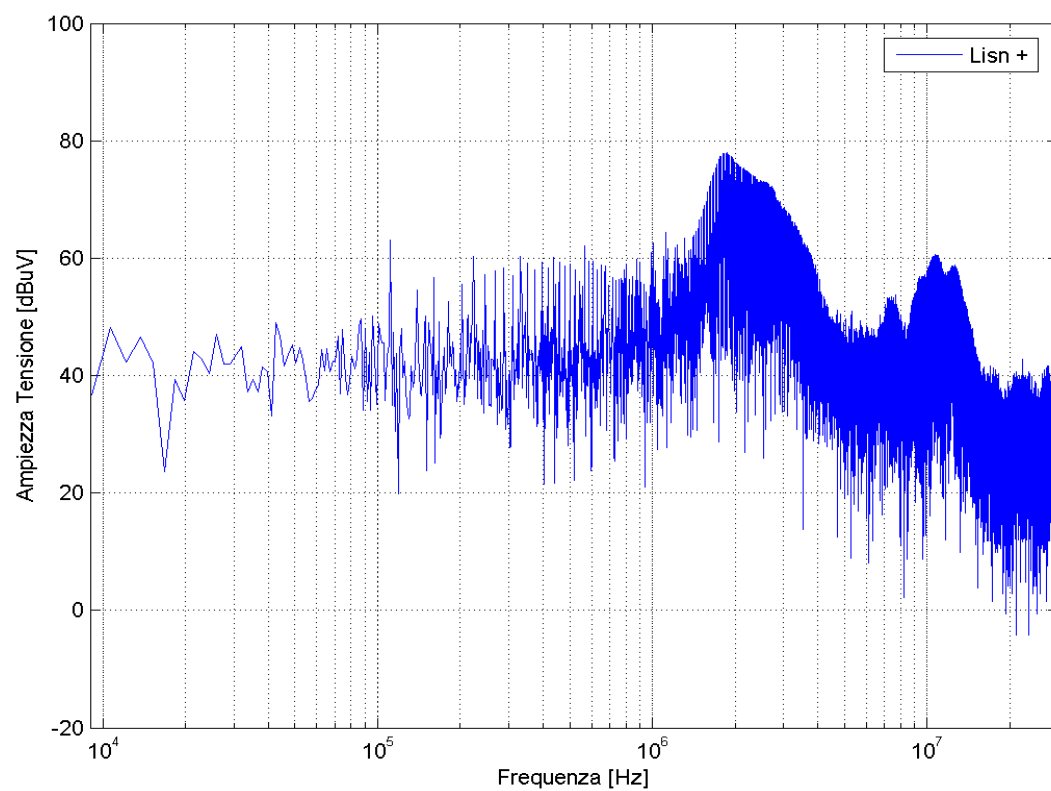


Figura 58 FFT della tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive on.

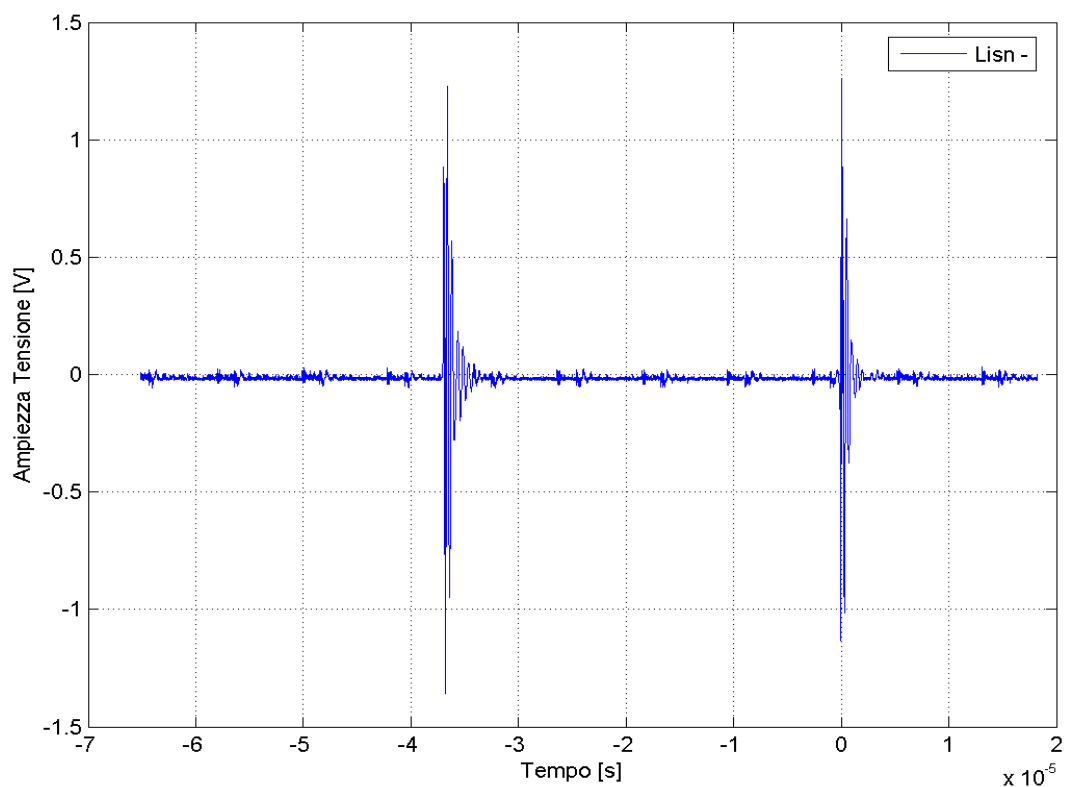


Figura 59 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.

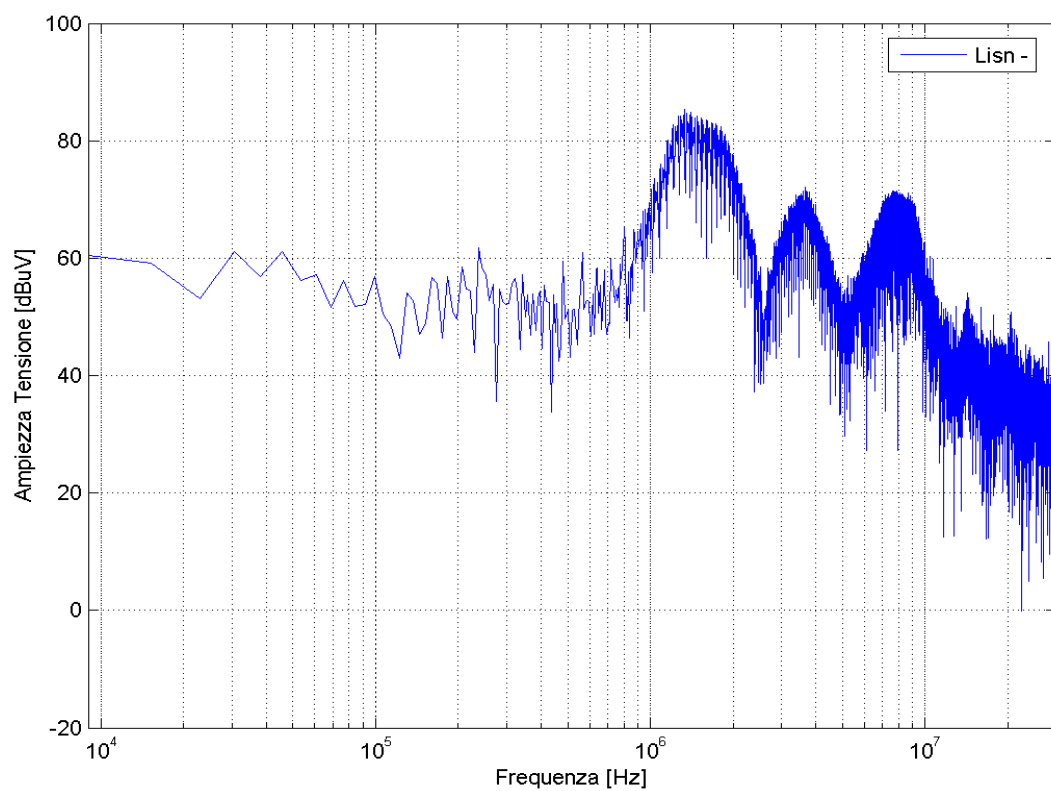


Figura 60 FFT della tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive on.

4.4 Conclusioni

Da questa prima serie di prove si è visto che il rumore di fondo quando il convertitore non era alimentato è basso e che alimentando il convertitore e restando in modalità “Drive off” il disturbo saliva di molto rispetto al caso precedente. Nel caso di modalità “Drive on” il convertitore produceva un livello di emissioni condotte alte, confrontabile se non addirittura superiore ai limiti imposti dalle normative. Tutte queste considerazioni indicano che il convertitore così com’è costruito non è molto utile per il nostro studio; l’obiettivo di questa Tesi è studiare le emissioni condotte generate solo dal ramo di potenza.

Nel prossimo capitolo si è cercato di ridurre il disturbo dovuto al circuito di controllo e cioè quando è nella condizione di “Drive off”.

Capitolo 5

Prove sul convertitore statico con modifica dell'alimentazione del circuito di controllo

5.1 Introduzione

In questa fase si è cercato di risolvere il problema legato alla notevole capacità, del circuito di controllo, di generare disturbi di tipo condotto. Per fare ciò si è pensato di separare elettricamente il circuito di controllo da quello di potenza. La separazione elettrica tra i due circuiti ha comportato la necessità di introdurre un'alimentatore esterno in grado di alimentare direttamente il circuito di controllo e la modifica del circuito elettrico generale.

Uno schema del nuovo circuito elettrico è riportato in Figura 61.

5.2 Alimentatore esterno

L'alimentatore esterno deve erogare in uscita una tensione continua abbastanza costante nel tempo, di valore pari a 80 V e una potenza di circa 15 W; da tali specifiche, non molto restrittive si è pensato di realizzare un semplice raddrizzatore di tensione. In Figura 62 è riportato lo schema elettrico del circuito e in Figura 63 una foto.

Le caratteristiche del trasformatore utilizzato sono riportate in Tabella 8:

	Descrizione
Marca	CE.D.
Tensione al primario	0/230/400 Vac
Tensione al secondario	55/0/55 Vac
Corrente al secondario	0,9 A
Potenza apparente	100 VA
Frequenza di alimentazione	50÷60 Hz

Tabella 8 Caratteristiche del trasformatore.

Il condensatore utilizzato ha una capacità di 1 mF e una tensione di lavoro di 100 V; ha il compito di ridurre il ripple della tensione in uscita dal ponte di diodi. Il resistore da 10.000 Ω e potenza 5 W serve a scaricare il condensatore quando viene tolta l'alimentazione al primario del trasformatore. Il ponte di diodi ha una tensione inversa pari a 200 V e potenza dissipabile adeguata.

La tensione in uscita dal raddrizzatore sarà data dal valor massimo della tensione sul secondario dal trasformatore meno la c.d.t. sui diodi e vale:

$$\sqrt{2}V_{\text{secondario}} - 2 \cdot c.d.t.diodi = \sqrt{2} \cdot 55 - 2 \cdot 0,6 = 76,6V \quad (39)$$

Il transitorio di scarica del condensatore secondo la relazione (6) dura circa 40 secondi.

Il resistore dovrà sopportare una potenza pari a:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{76,6^2}{10.000} = 0,59W \quad (40)$$

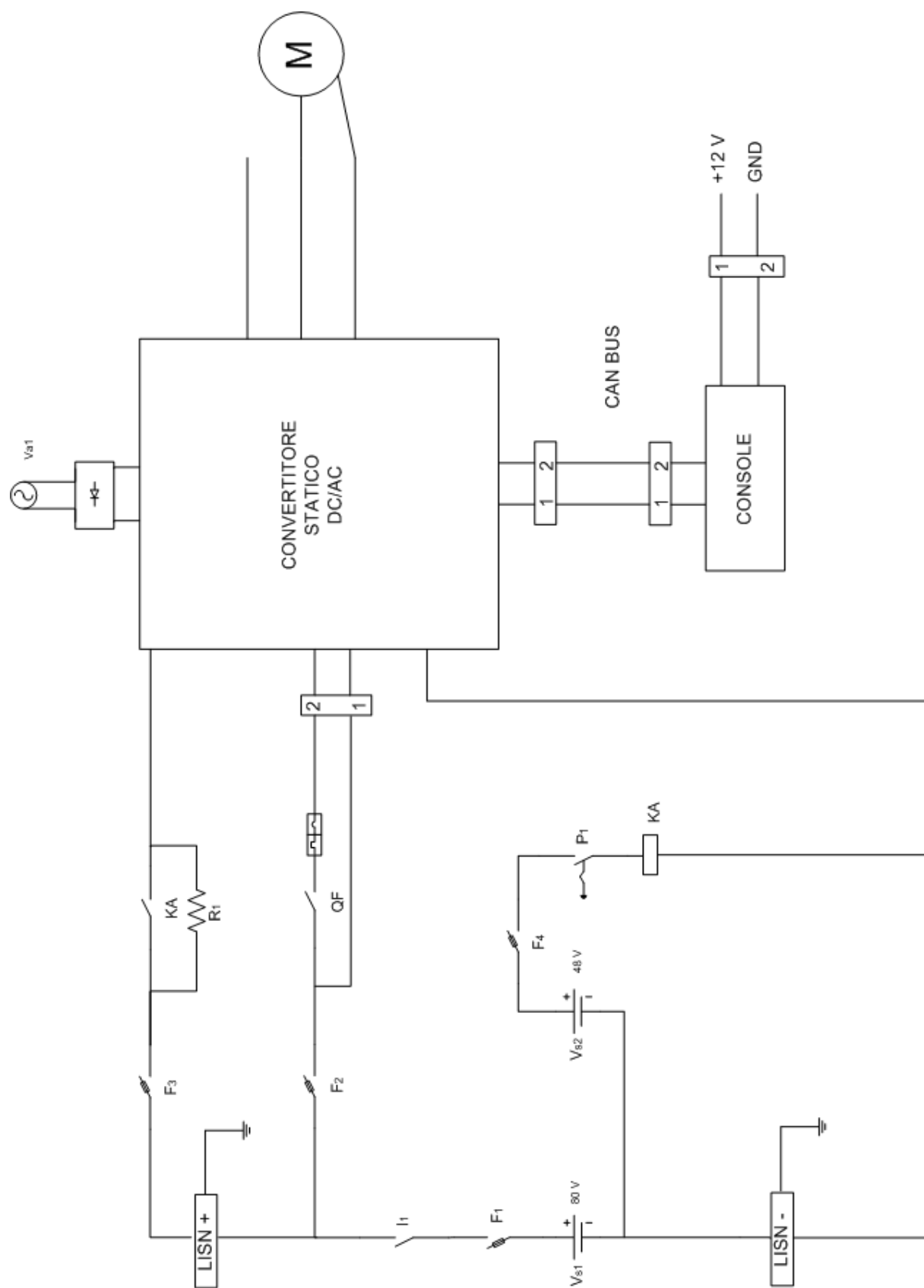


Figura 61 Schema elettrico generale con 2 alimentazioni indipendenti.

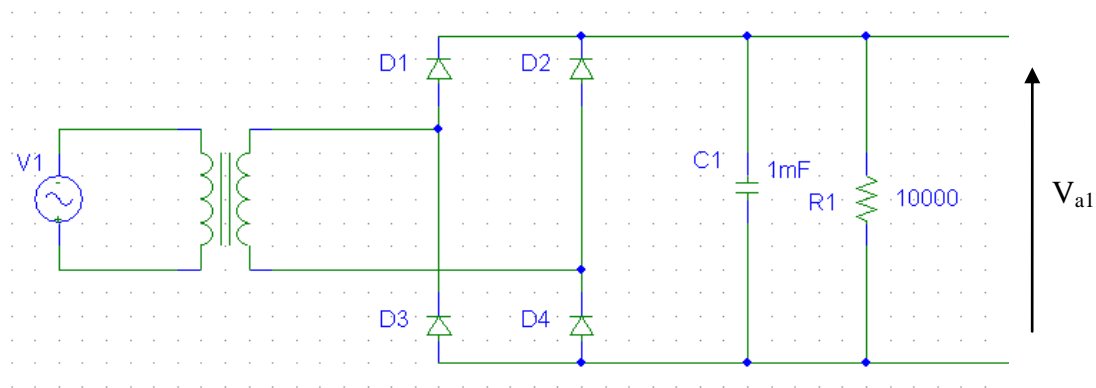


Figura 62 Schema elettrico dell'alimentatore.

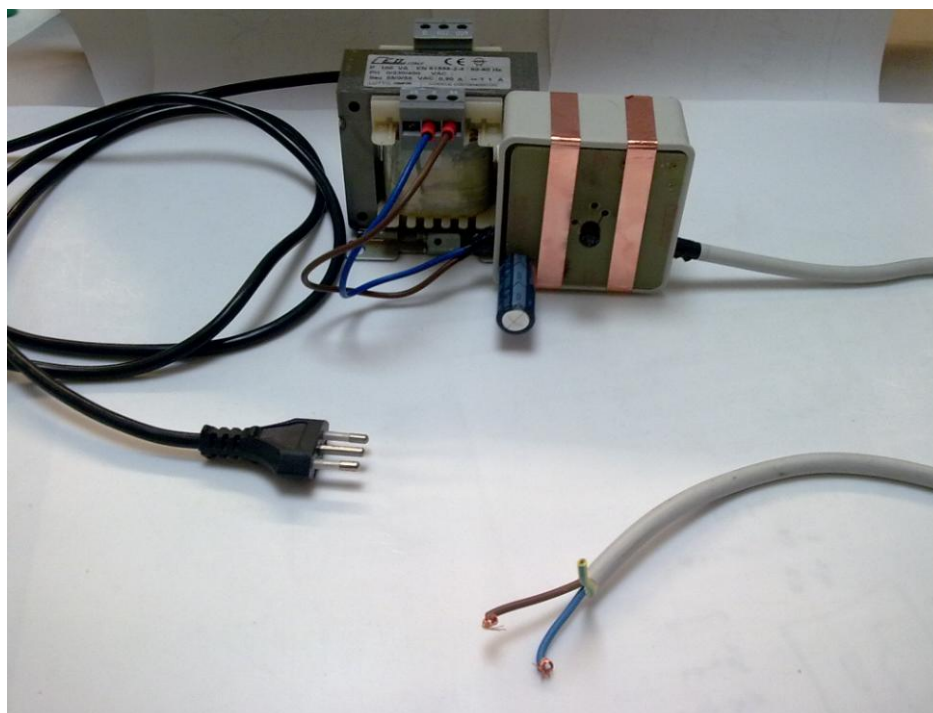


Figura 63 Foto dell'alimentatore.

5.3 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza

Per prima cosa è stato misurato il rumore di fondo con il convertitore non alimentato; in Figura 64 e in Figura 65 sono riportati rispettivamente i valori di tensione misurati sulla LISN+ e sulla LISN- nell'intervallo di frequenza 1 kHz ÷ 100 kHz mentre in Figura 66, in Figura 67, in Figura 68 e in Figura 69 sono riportati rispettivamente i valori di tensione misurati sulla LISN+, LISN-, DM e CM però nell'intervallo di frequenza 9 kHz ÷ 30 MHz. Il livello di rumore riportato in tutti i grafici non è eccessivamente alto però negli'ultimi quattro

grafici compare un'armonica di ampiezza abbastanza grande pari a circa 50 dB μ V a 300 kHz.

Ora si provveduto ad alimentare il convertitore ed a lasciarlo in modalità “Drive off”. In Figura 70, in Figura 71, in Figura 72 e in Figura 73 sono riportate le tensioni misurate sulla LISN+, LISN-, DM e CM nell'intervallo di frequenza 1 kHz \div 100 kHz. Si può notare che in Figura 71 è presente un'armonica alla frequenza di 5 kHz di ampiezza circa 60 dB μ V; tale armonica la si ritrova nel grafico di Figura 73 con un'ampiezza leggermente inferiore.

Per quanto riguarda i disturbi misurati nell'intervallo di frequenza 9 kHz \div 30 MHz i valori di tensione misurati sulla LISN+, LISN-, DM e CM sono rispettivamente riportati in Figura 74, in Figura 75, in Figura 76 e in Figura 77. In tutte e quattro le misure il livello di rumore arriva a toccare gli 80 dB μ V e in alcune addirittura lo si supera. Anche in questo caso il disturbo CM è di entità maggiore rispetto al DM.

Nella prova successiva si è scelto tramite la consolle:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- Mod = PWM2
- $I = 0 \text{ A}$

In Figura 78, in Figura 79, in Figura 80 e in Figura 81 sono state eseguite le misure sulla tensione della LISN+, LISN-, DM e CM nell'intervallo di frequenza 1 kHz \div 100 kHz mentre in Figura 82, in Figura 83, in Figura 84 e in Figura 85 si sono ripetute le prove però utilizzando l'intervallo 9 kHz \div 30 MHz. Nelle prime quattro misure si sono trovate due armoniche importanti una a 12 kHz e l'altra a 24 kHz, legate ovviamente alla frequenza di commutazione degli interruttori sul ramo di potenza. Nelle altre quattro misure si è arrivati ad avere in alcuni casi un livello di rumore anche intorno a 80 dB μ V; anche qui la componente dominante del disturbo è quella di modo comune.

Ora la corrente sul carico è stata impostata a 5 A e si sono state ripetute le prove precenti. In Figura 86 è stata ritrovata l'armonica a 12 kHz e le sue multiple, in Figura 87 sono presenti le armoniche del grafico precedente ed è presente anche un'armonica a 5 kHz e in Figura 89 è presente ancora l'armonica

a 12 kHz e le sue multiple. In Figura 90 e in Figura 91 cioè sulla LISN+ e sulla LISN-, i picchi più importanti sono a 4 MHz e a 6 MHz con ampiezza di circa 80 dB μ V. Infine mettendo a confronto la Figura 92 e la Figura 93 si nota che il disturbo ha come componente dominante quella di modo comune.

Ora da consolle è stato impostato:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- $\text{Mod} = \text{PWM1}$
- $I = 5 \text{ A}$

La misura è stata eseguita nei due soliti intervalli di frequenza, cioè tra 1 kHz ÷ 100 kHz e 9 kHz ÷ 30 MHz; in Figura 94 è riportato il risultato della misura per quanto riguarda la LISN+, in Figura 95 quello della LISN-, in Figura 96 quello del DM e in Figura 97 quello del CM. In questi ultimi grafici sono presenti le armoniche con frequenza 5 kHz, 12 kHz e le sue multiple come nel caso di modulazione PWM2 (unipolare).

In Figura 98, Figura 99, Figura 100 e Figura 101 si nota circa lo stesso andamento del disturbo però in questo caso rispetto alla modulazione PWM1 il livello di disturbo si è alzato di circa 5 dB μ V.

Infine è stato riportato un risultato riguardante il confronto tra una serie di misure effettuate con un cavo di collegamento LISN-Analizzatore di spettro di tipo BNC e un cavo di tipo N. In questa serie di prove è stata utilizzata solo la LISN+. Confrontando la modalità “Drive off” di Figura 102 con quella di Figura 103 la differenza è notevole; in Figura 104 e in Figura 105 è riportato il risultato della misura in modalità “Drive on”, qui non sono presenti sostanziali differenze nei due grafici. Per quanto riguarda la Figura 106 e la Figura 107 il livello di disturbo misurato è superiore nel cavo di tipo N. Negli ultimi due grafici di Figura 108 e di Figura 109 non si notano particolari differenze.

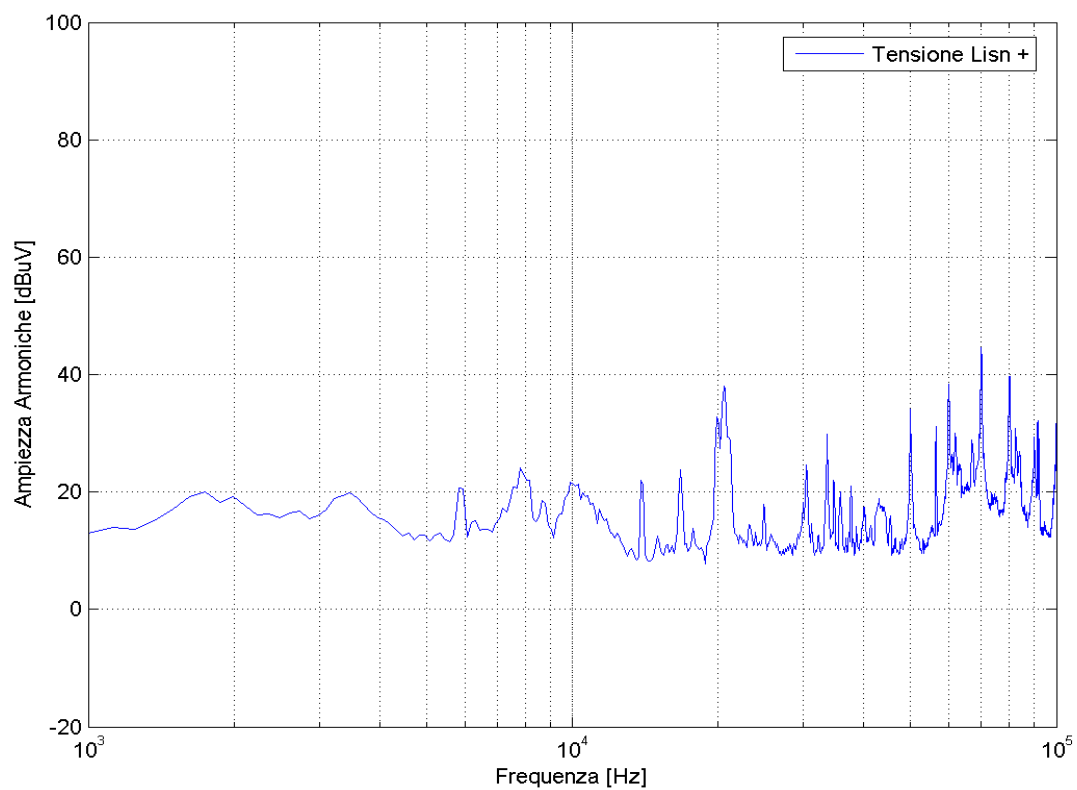


Figura 64 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.

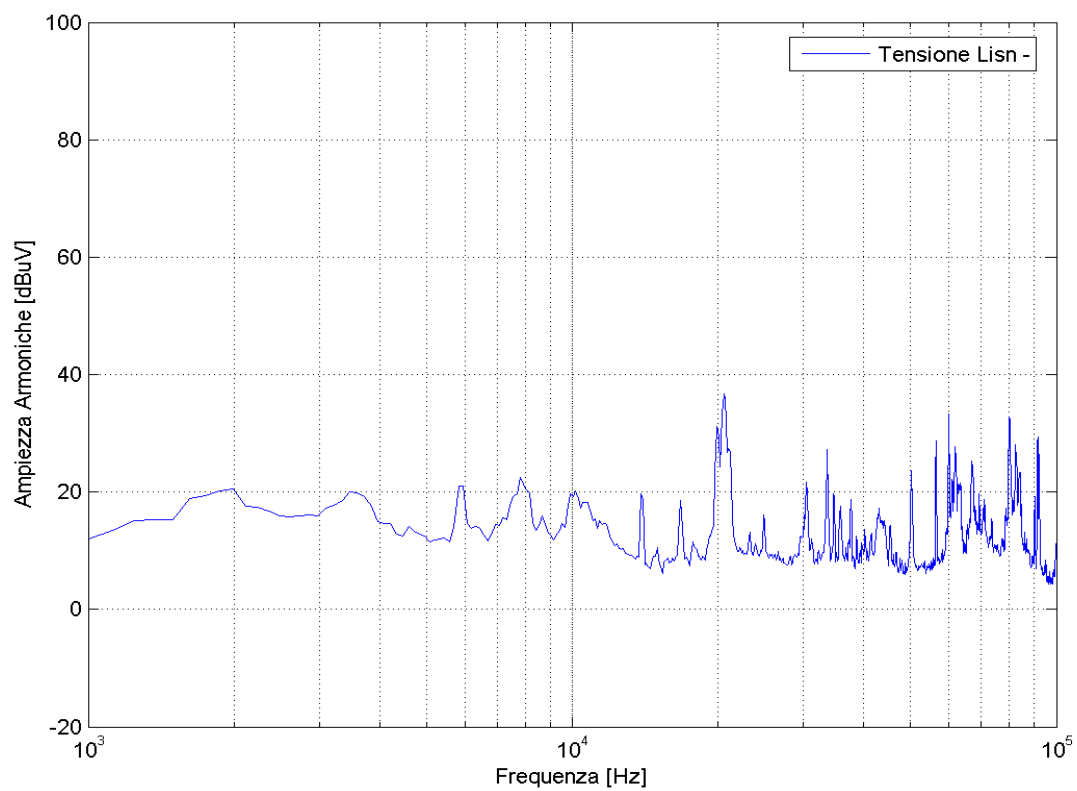


Figura 65 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.

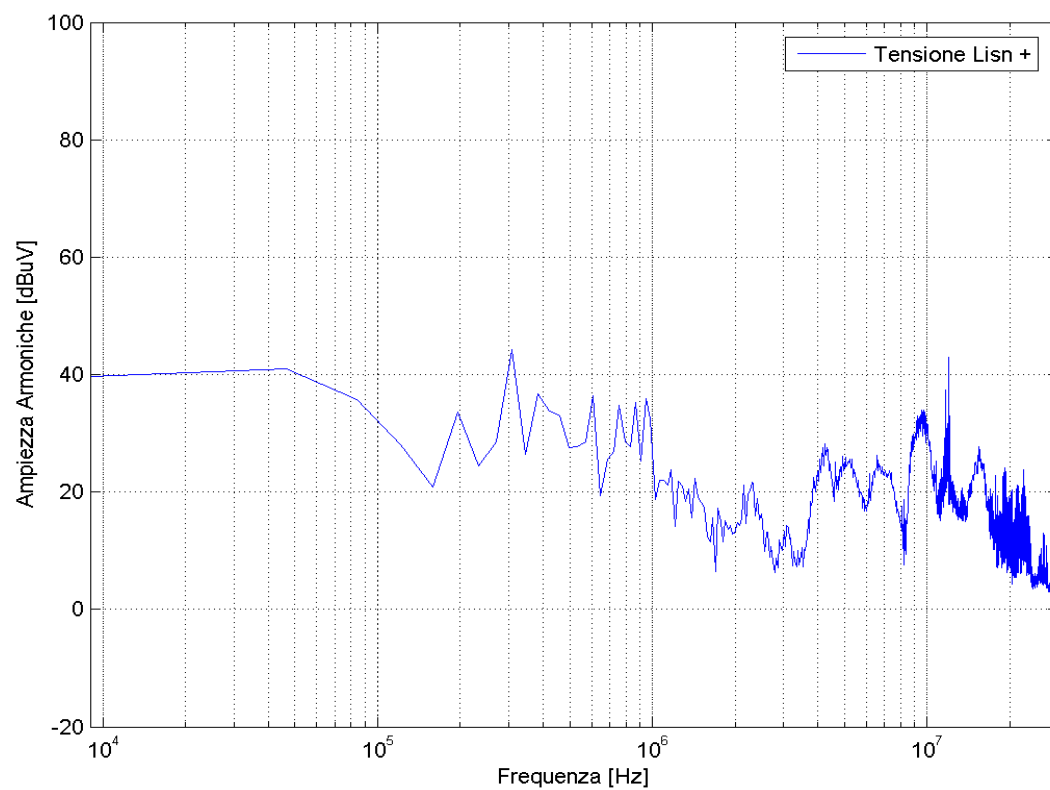


Figura 66 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.

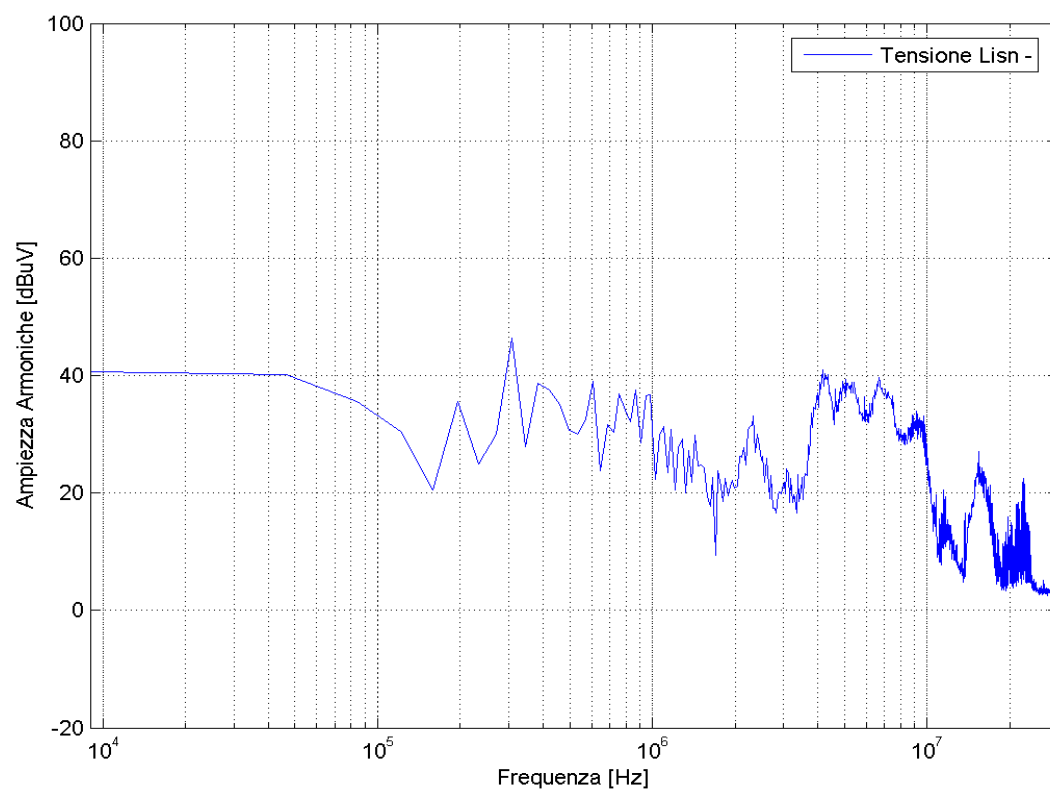


Figura 67 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.

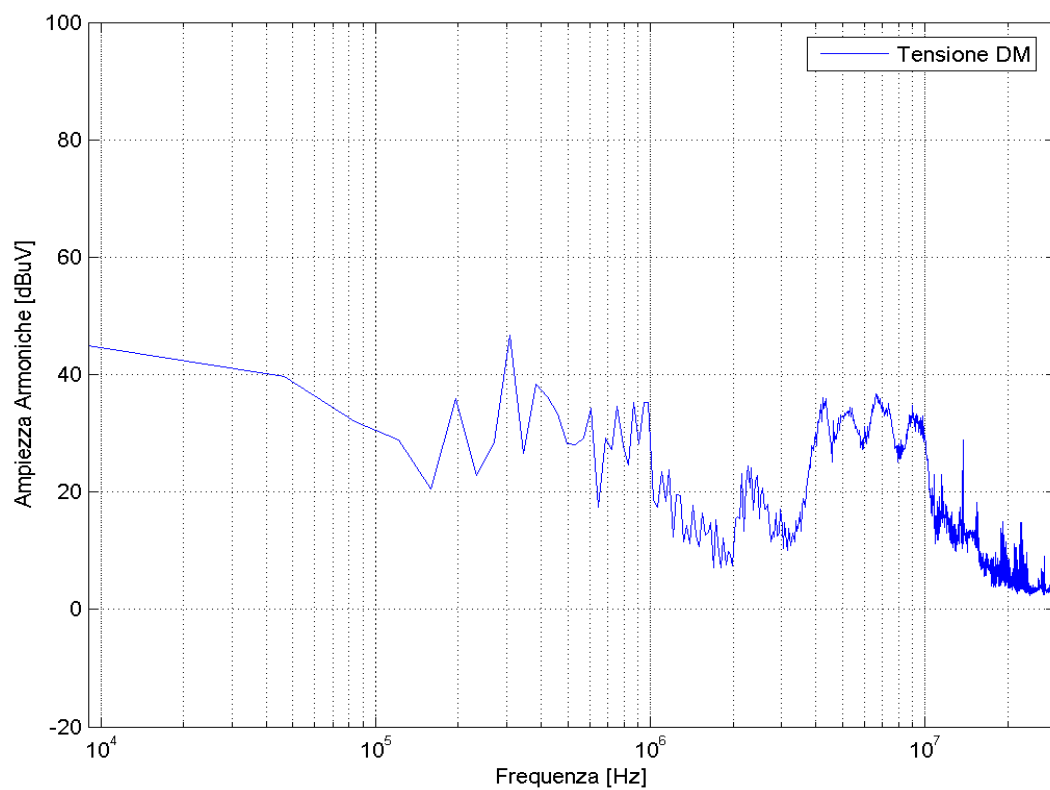


Figura 68 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore disalimentato.

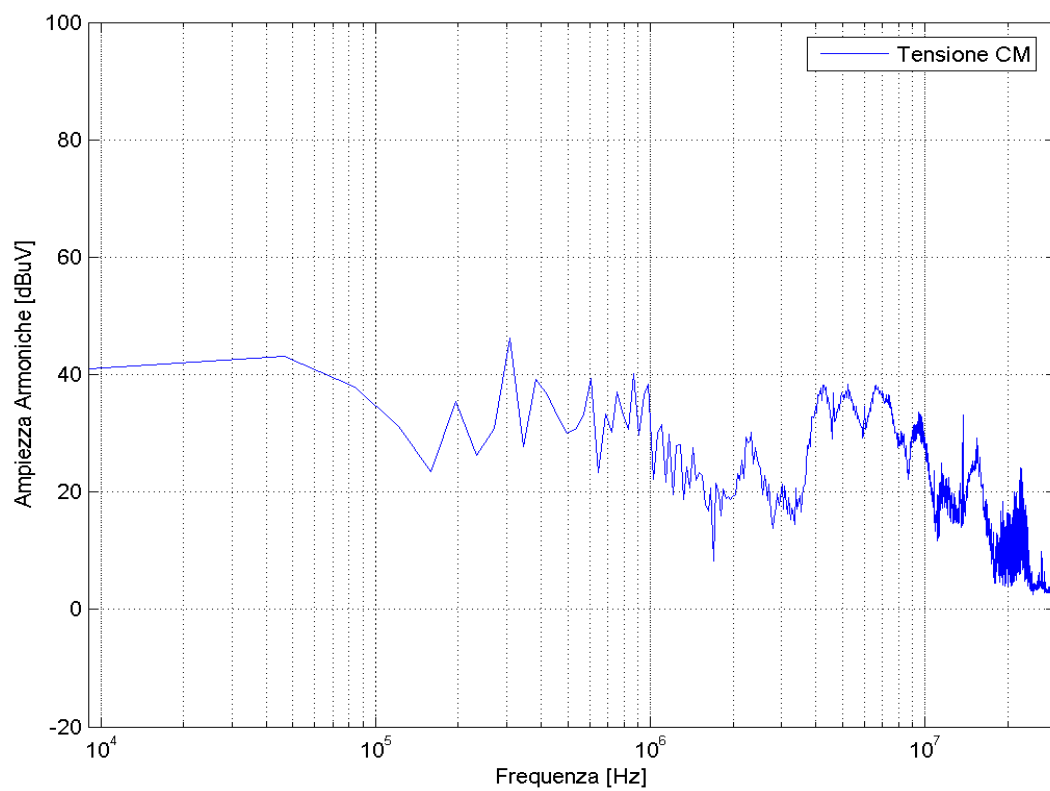


Figura 69 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore disalimentato.

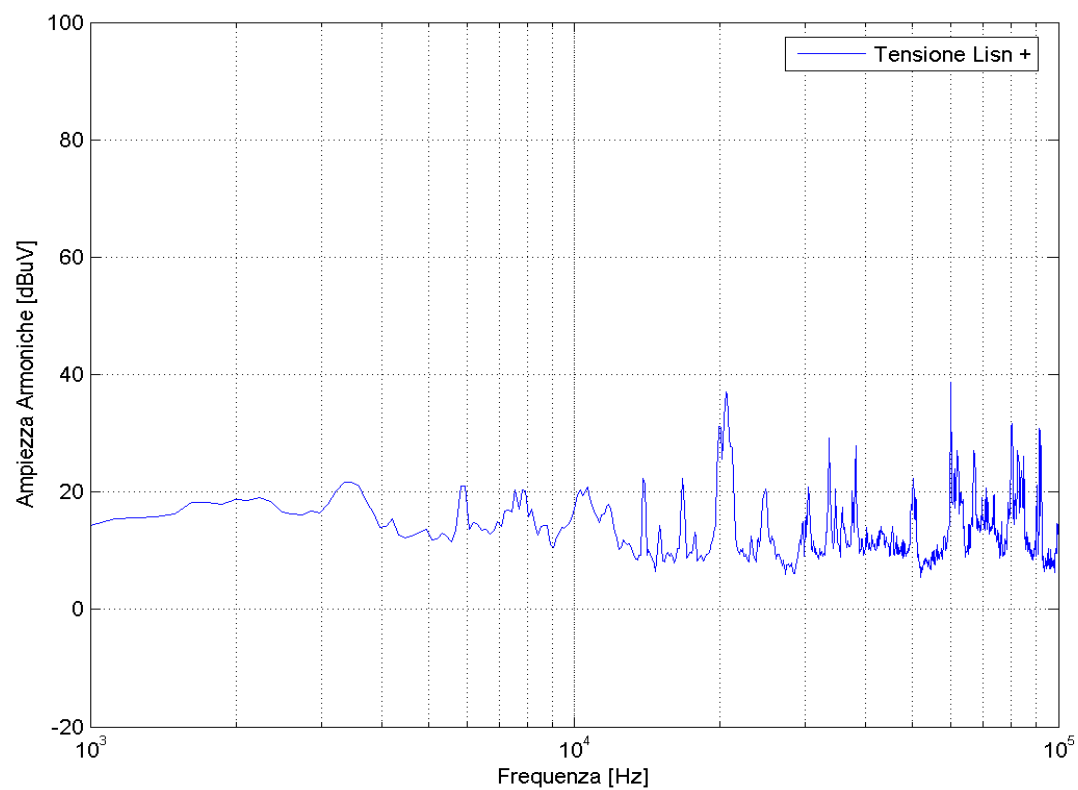


Figura 70 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.

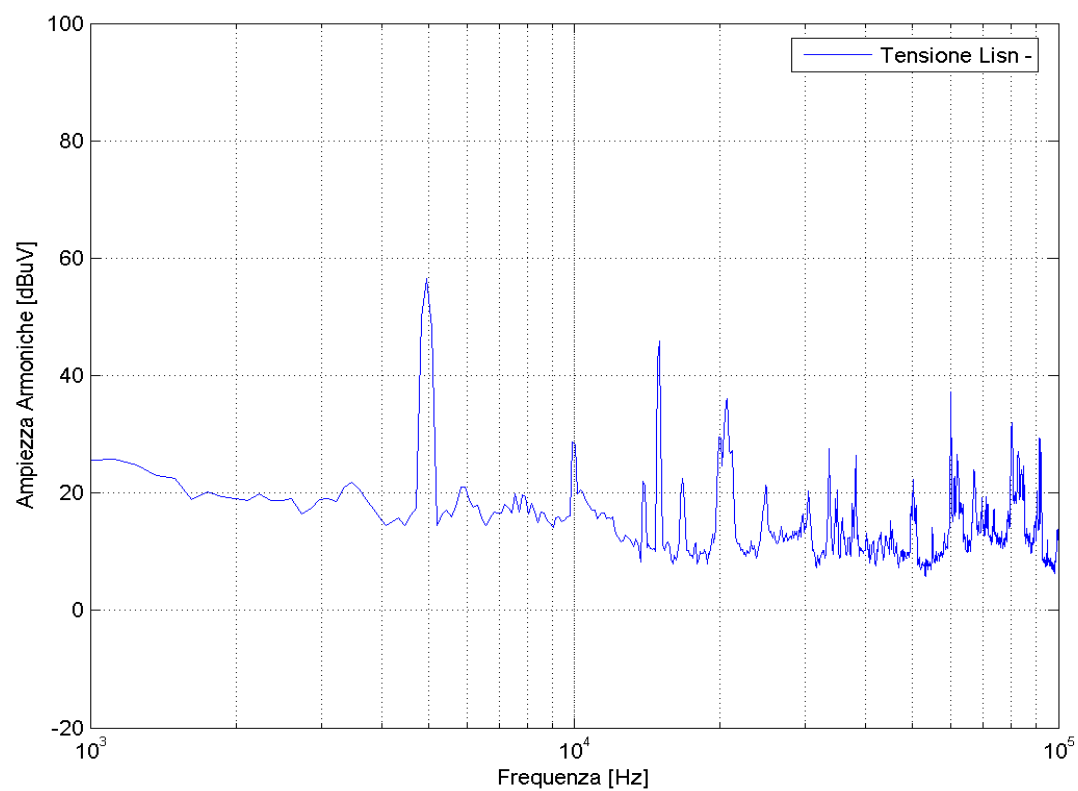


Figura 71 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.

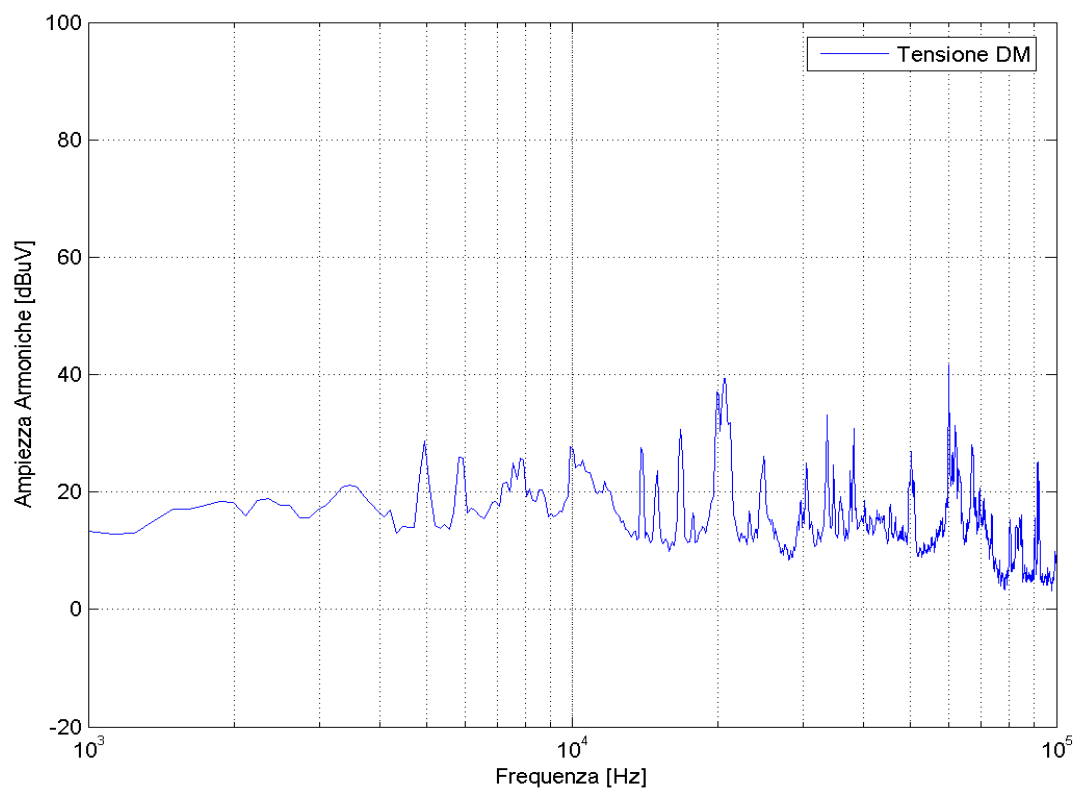


Figura 72 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

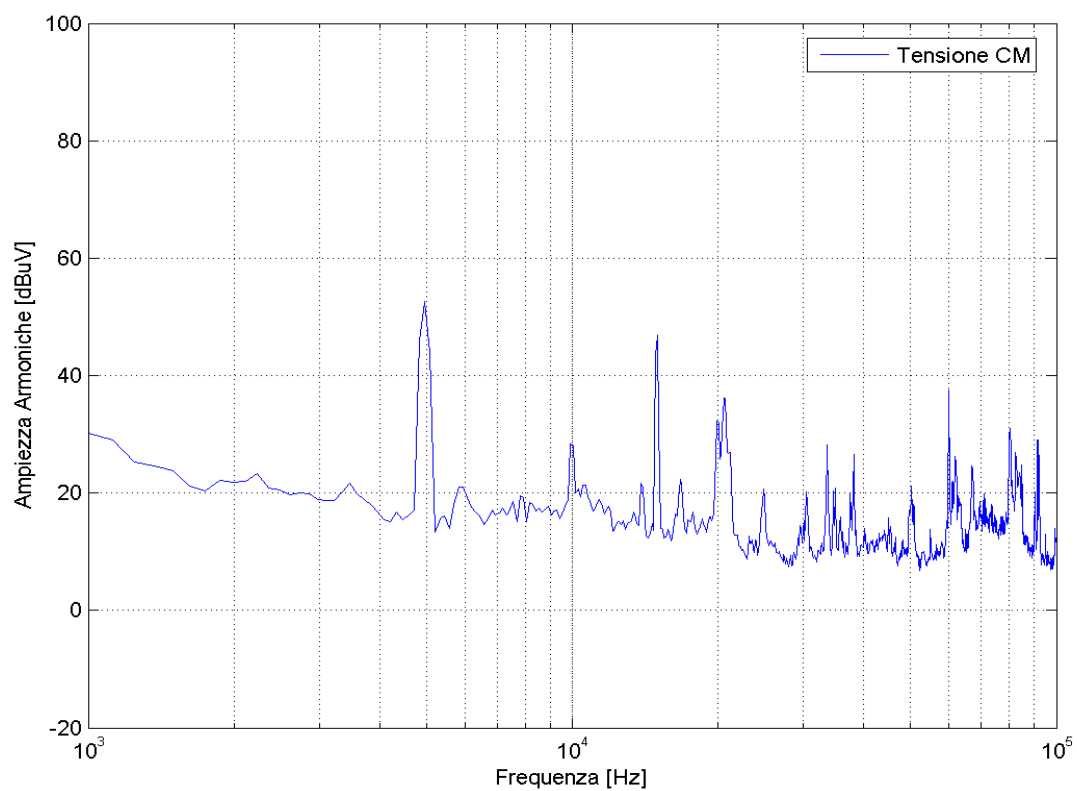


Figura 73 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

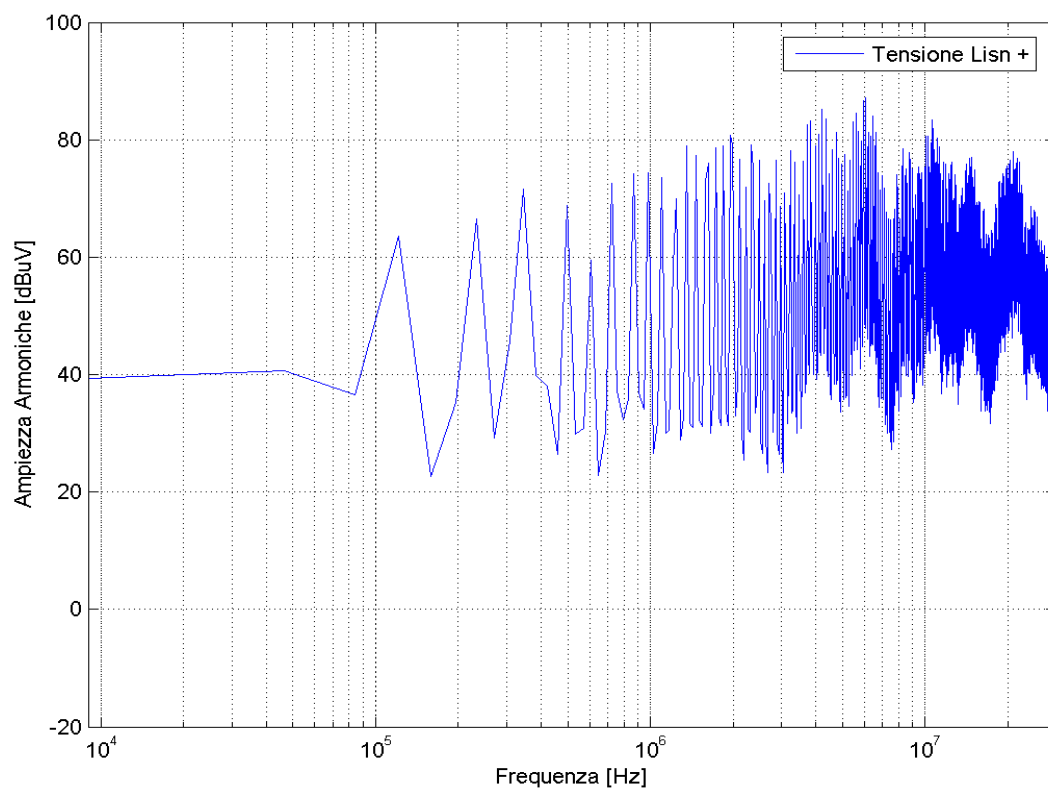


Figura 74 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.

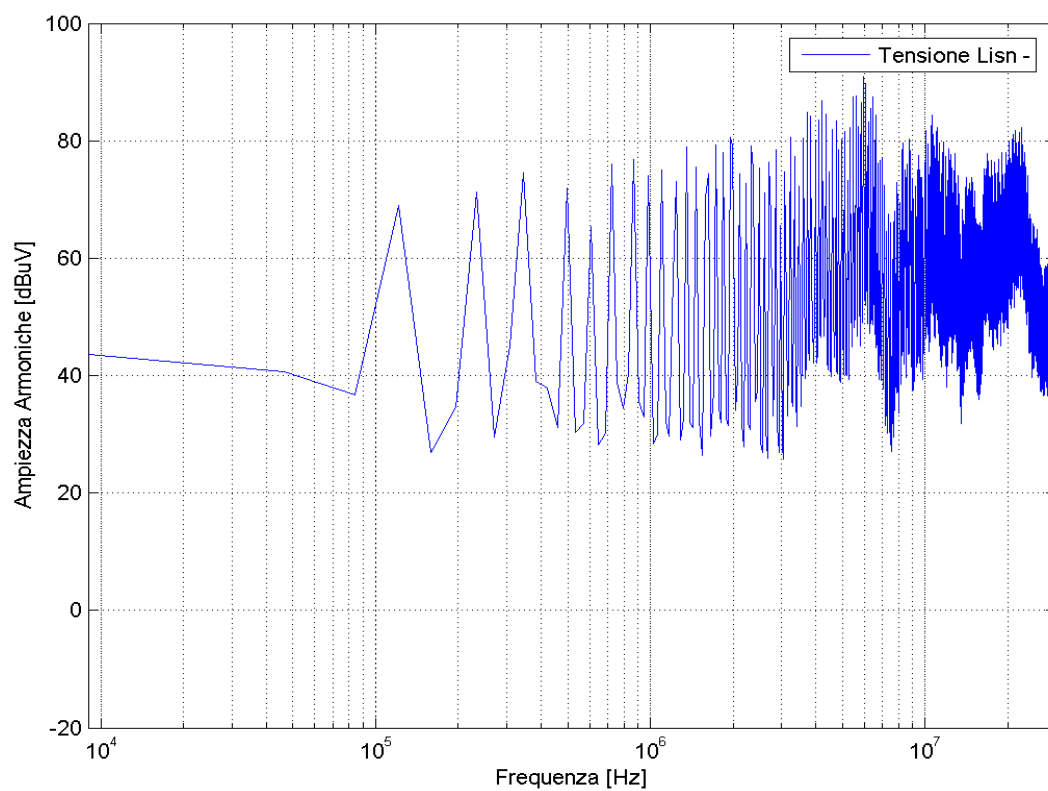


Figura 75 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.

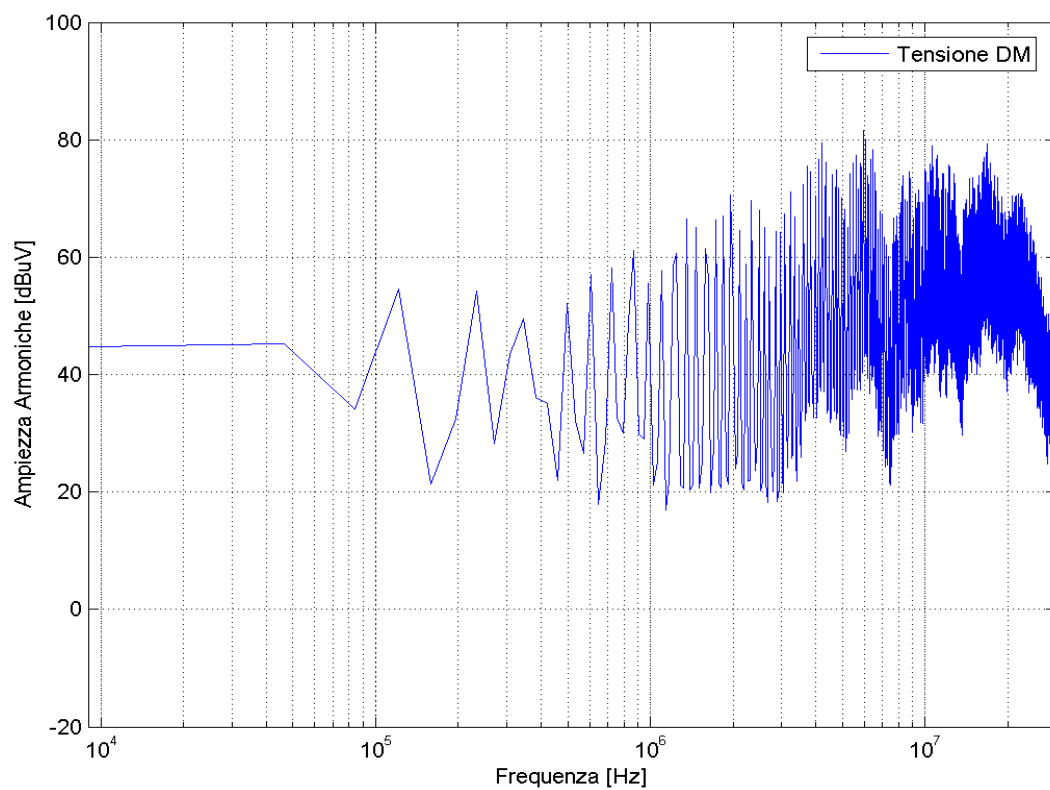


Figura 76 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

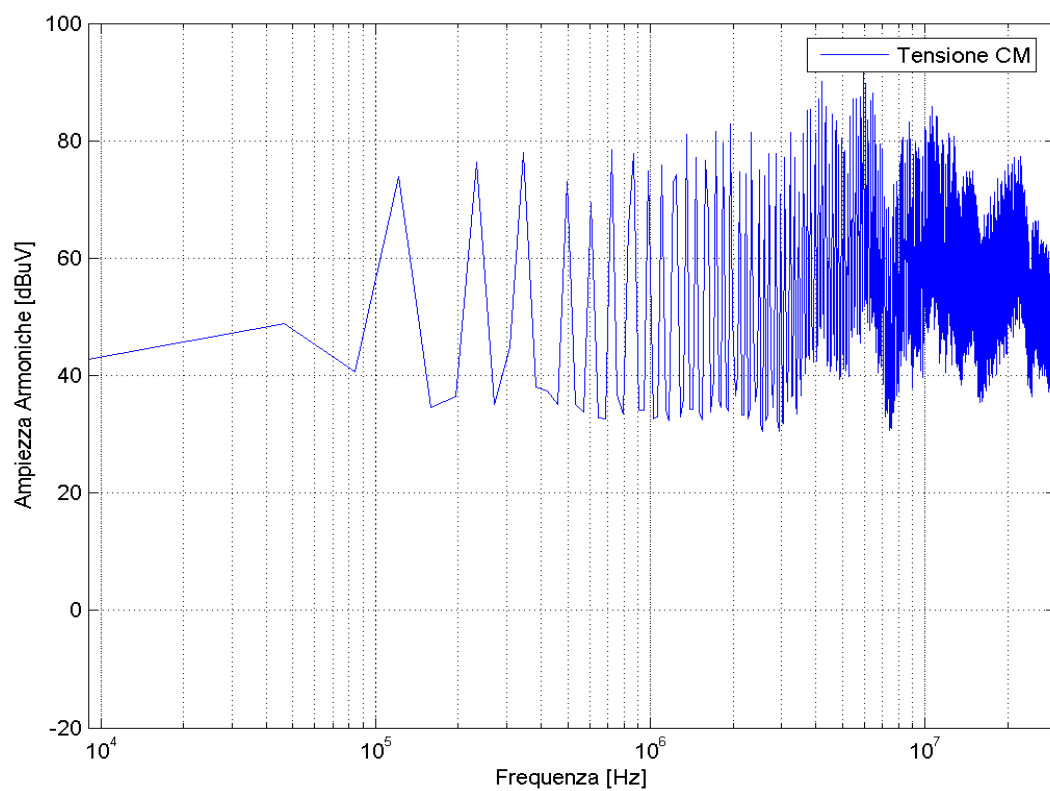


Figura 77 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

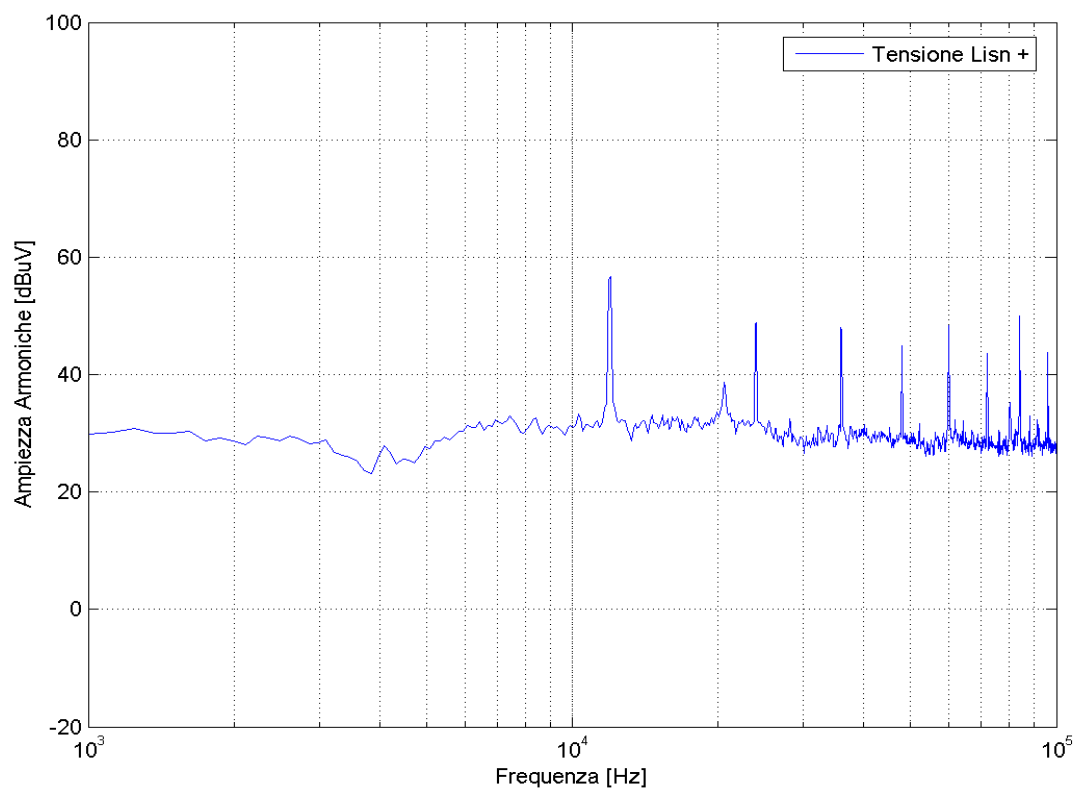


Figura 78 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

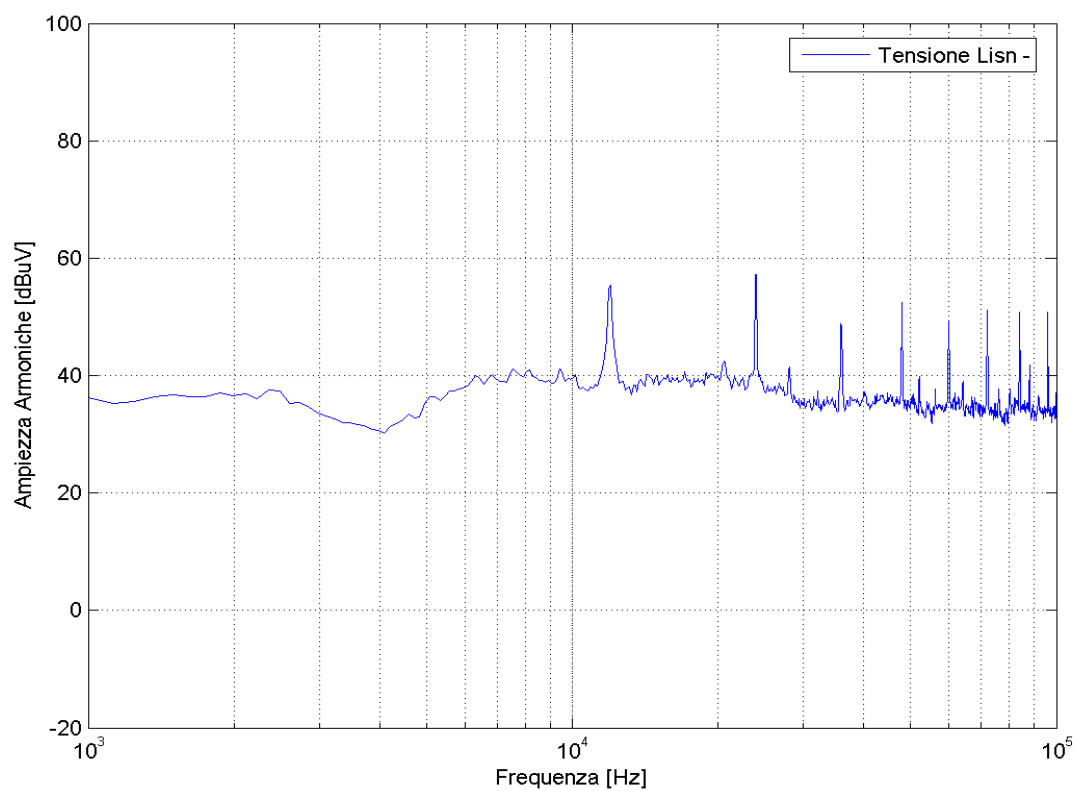


Figura 79 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

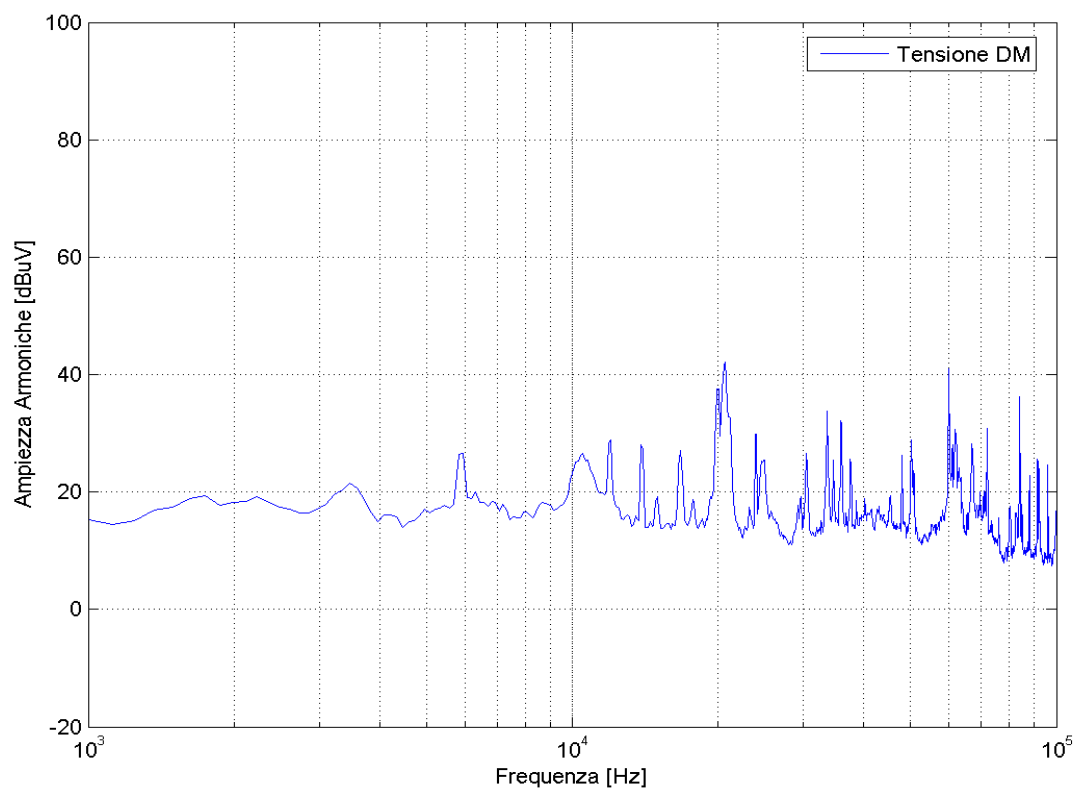


Figura 80 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

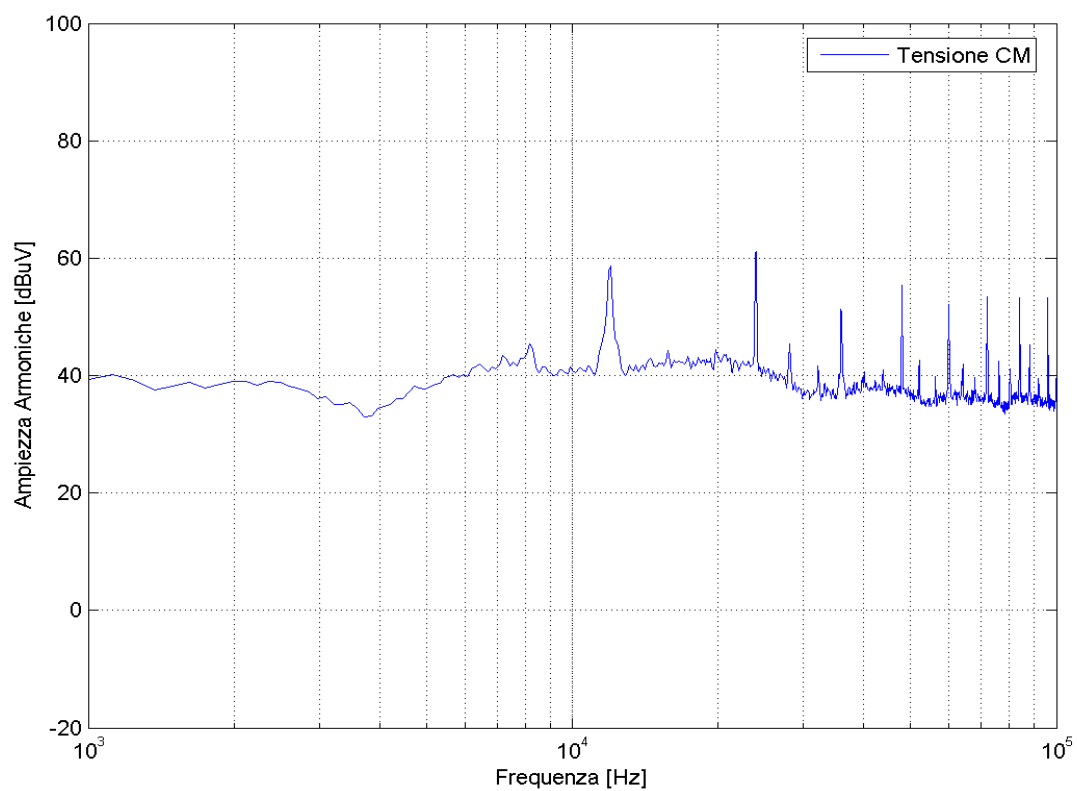


Figura 81 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

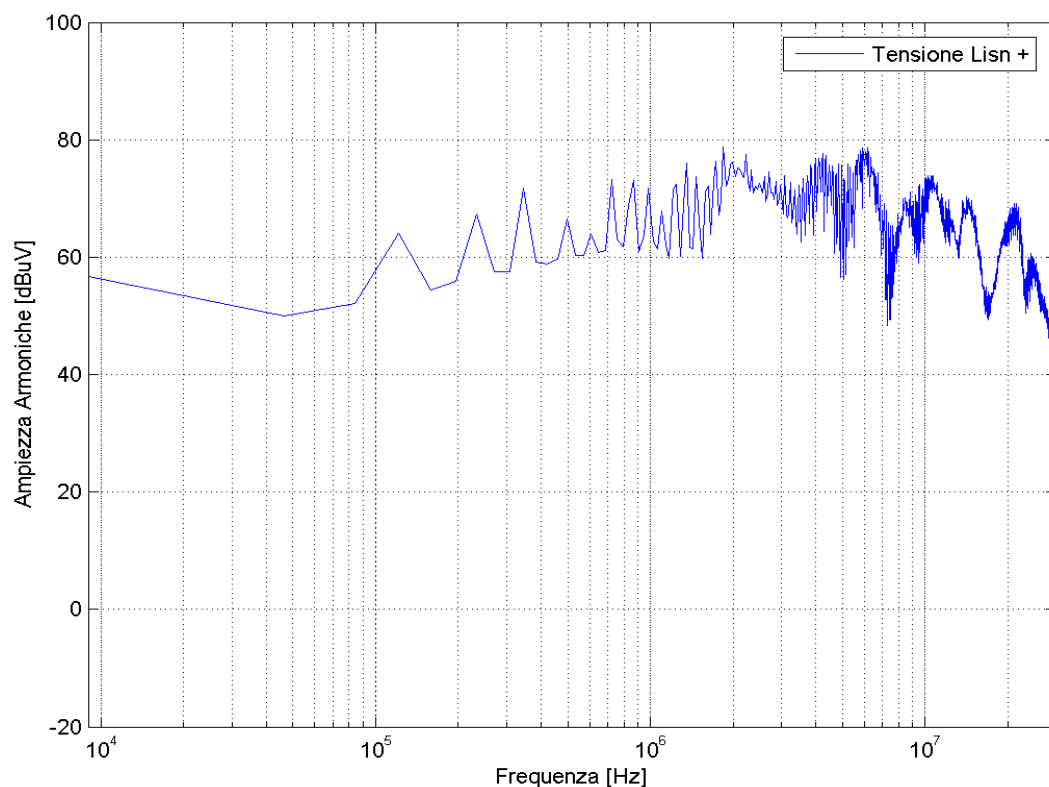


Figura 82 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

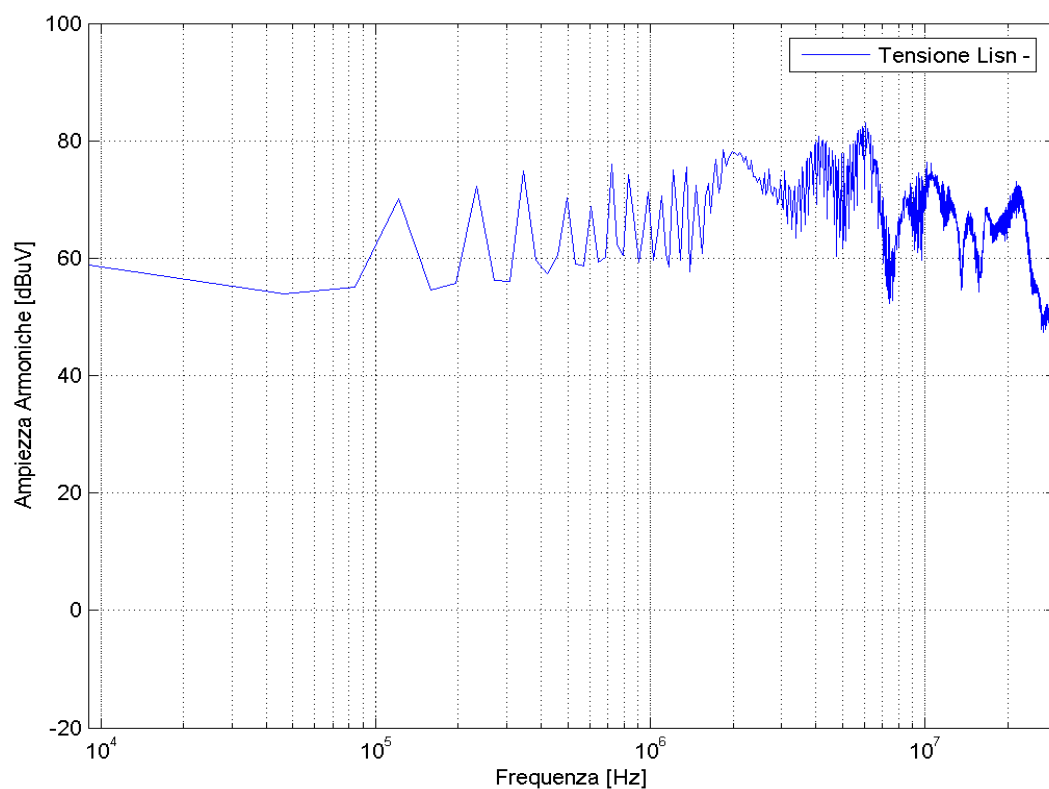


Figura 83 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

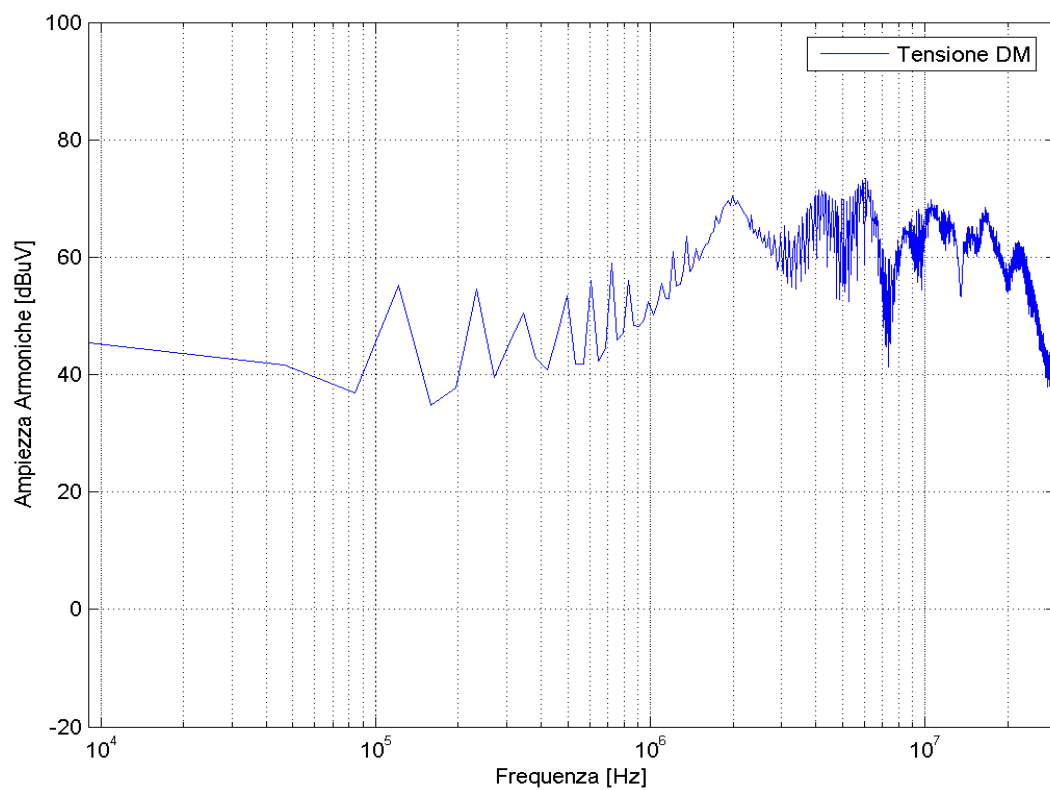


Figura 84 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

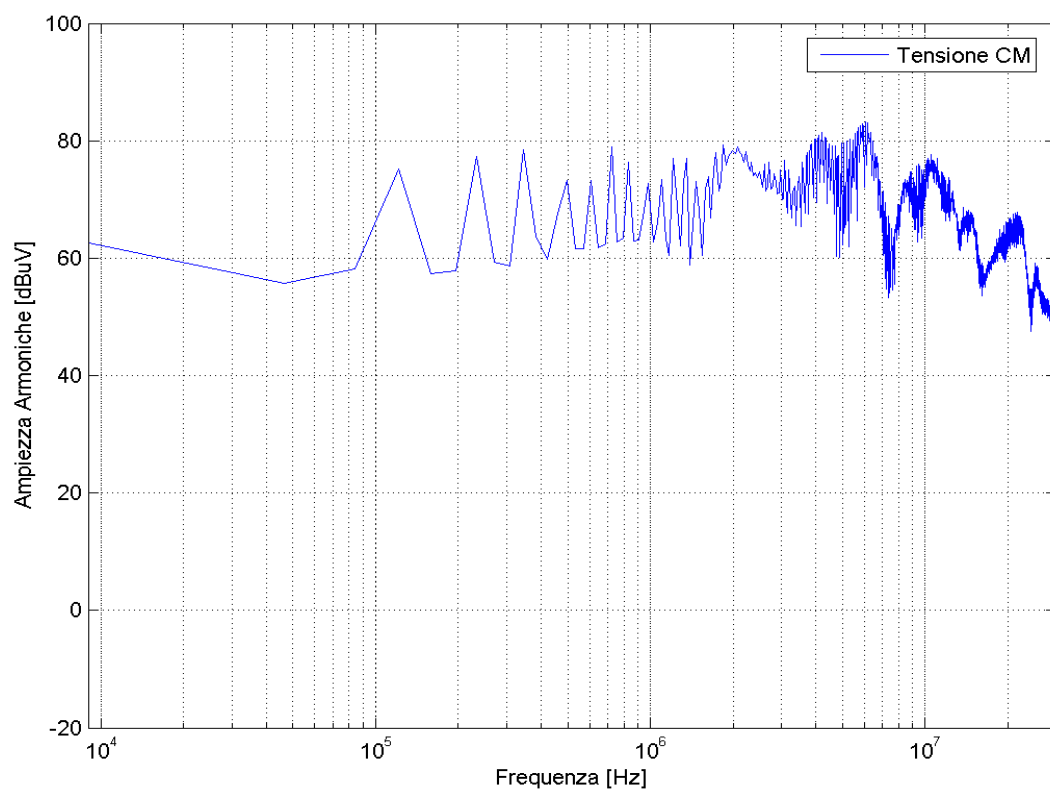


Figura 85 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico nulla e PWM2.

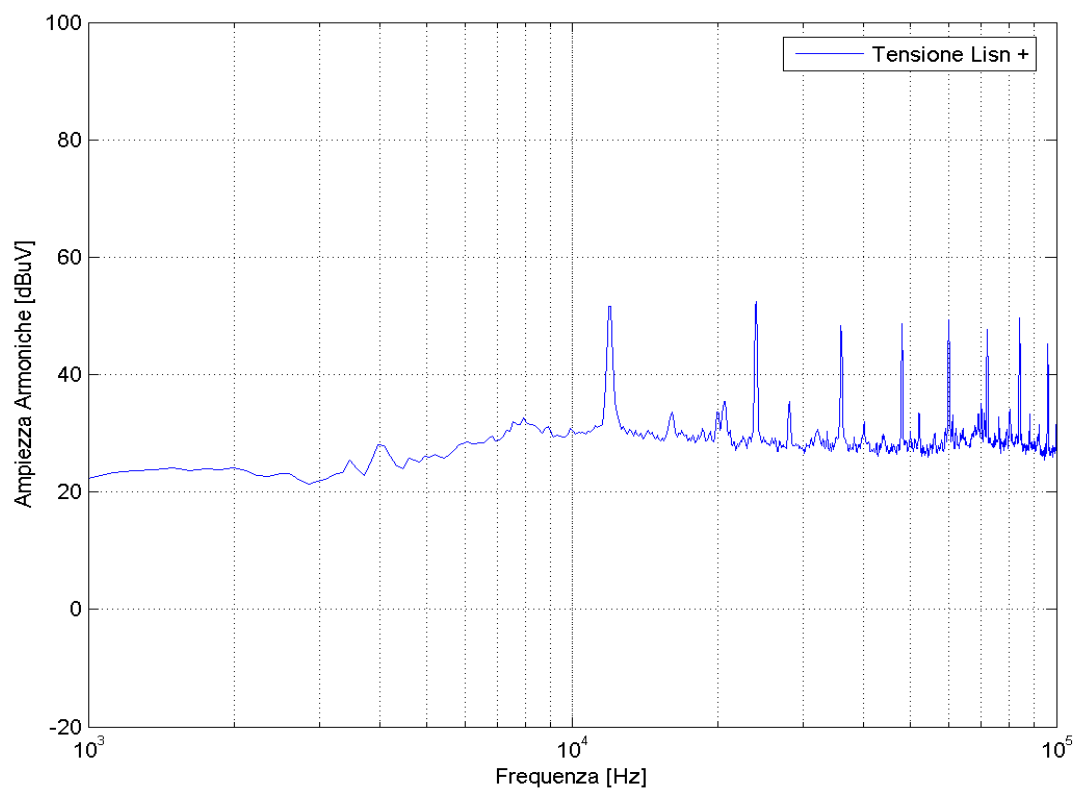


Figura 86 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

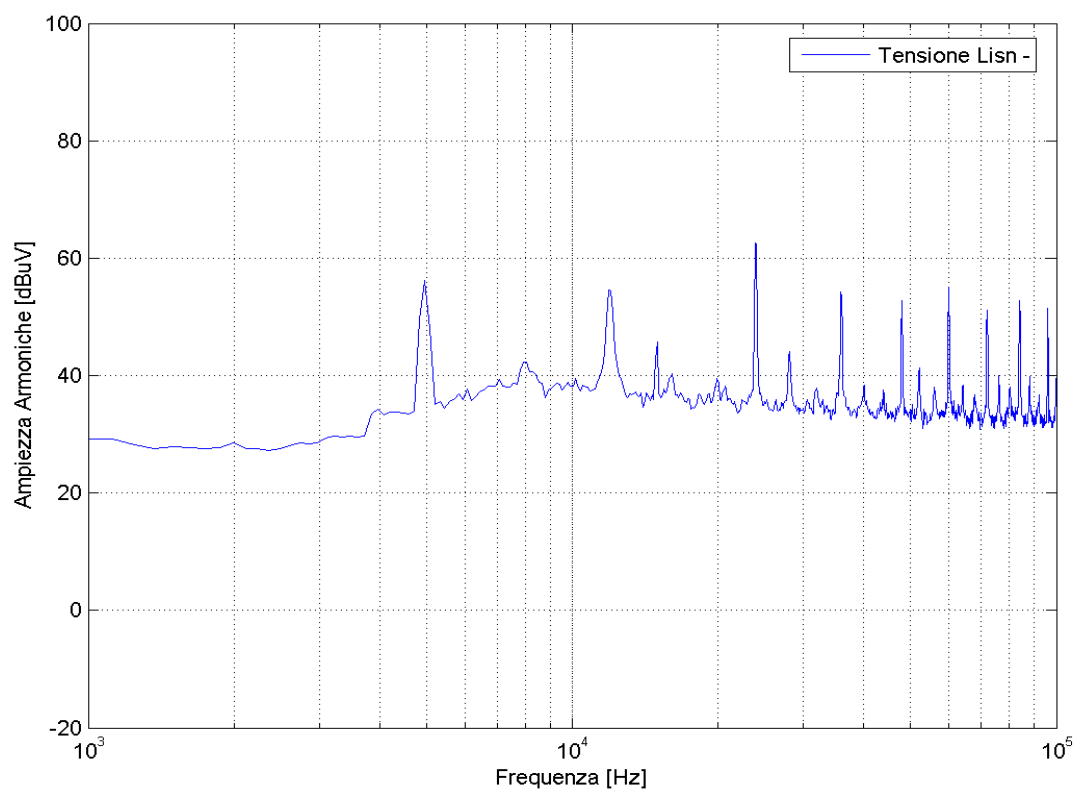


Figura 87 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

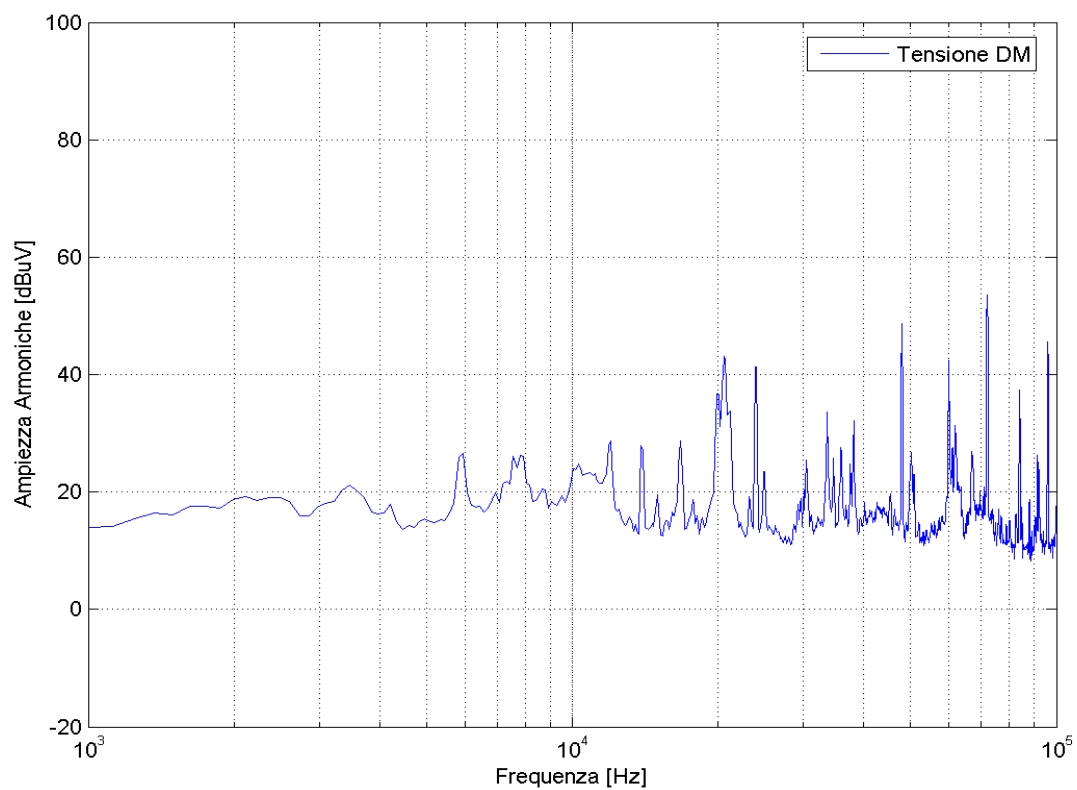


Figura 88 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

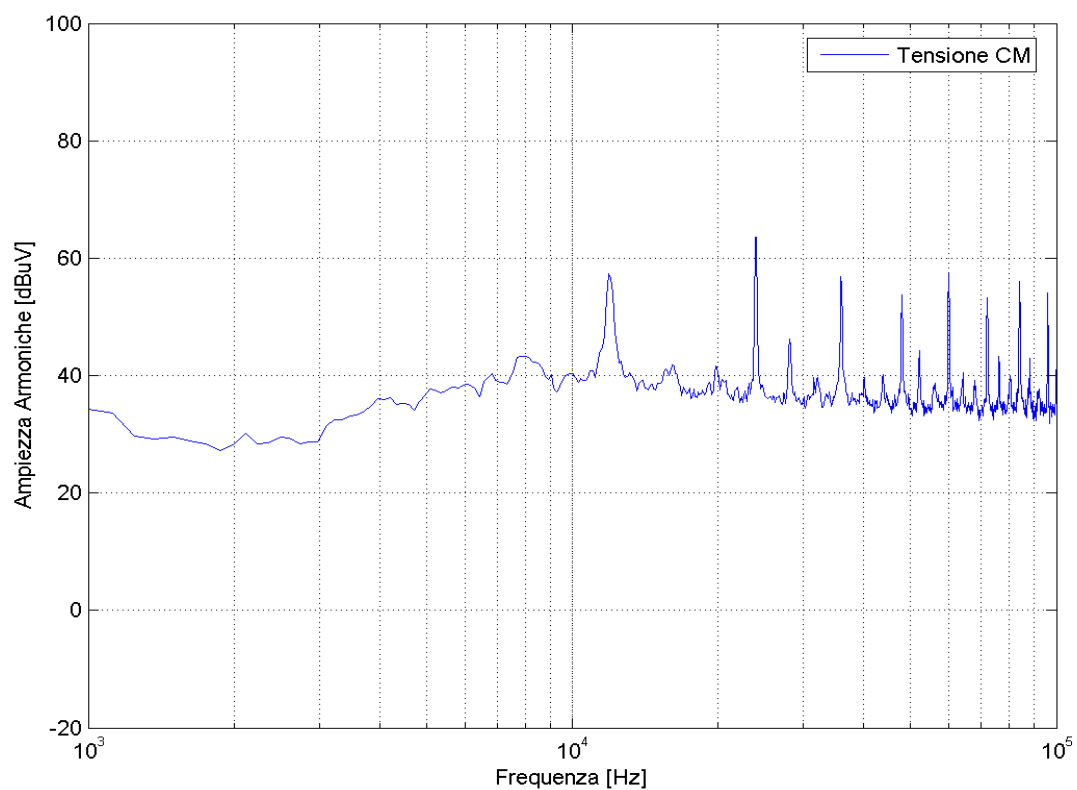


Figura 89 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

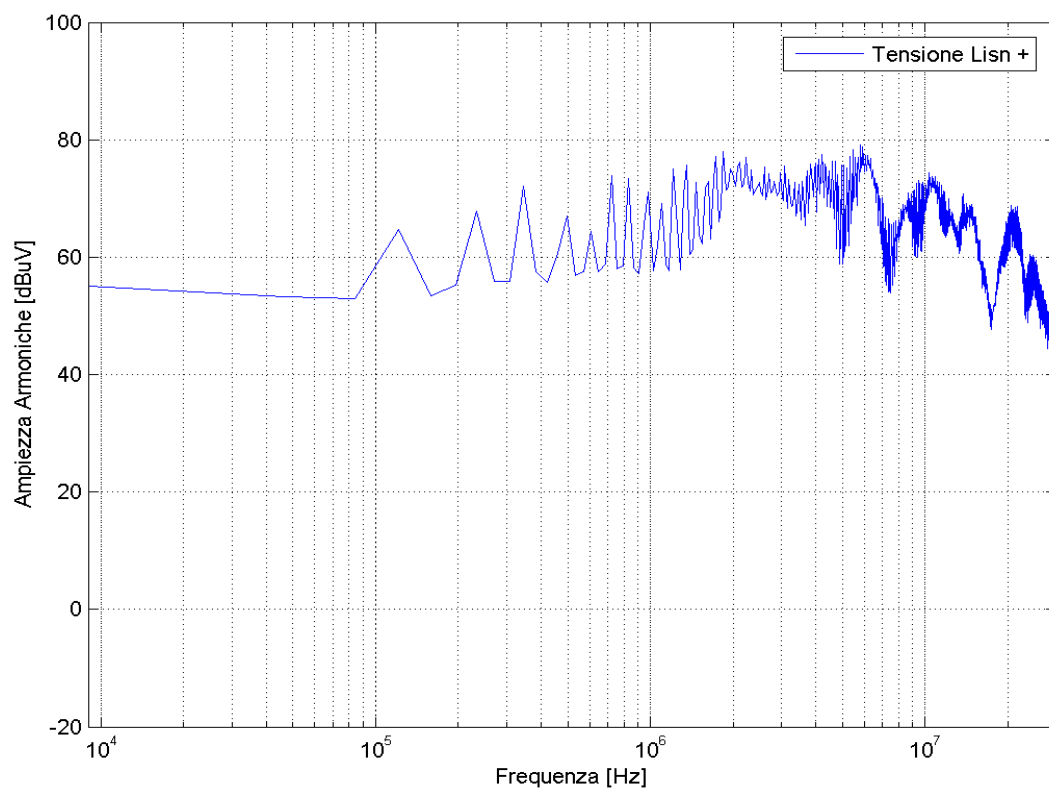


Figura 90 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

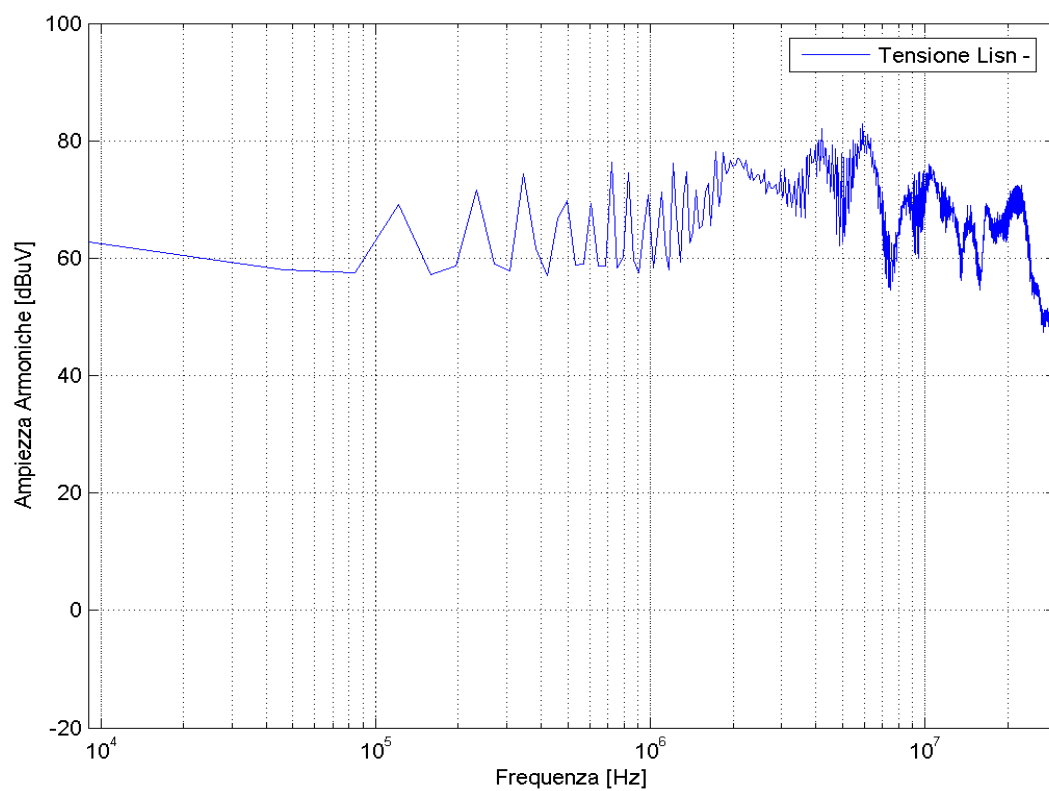


Figura 91 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

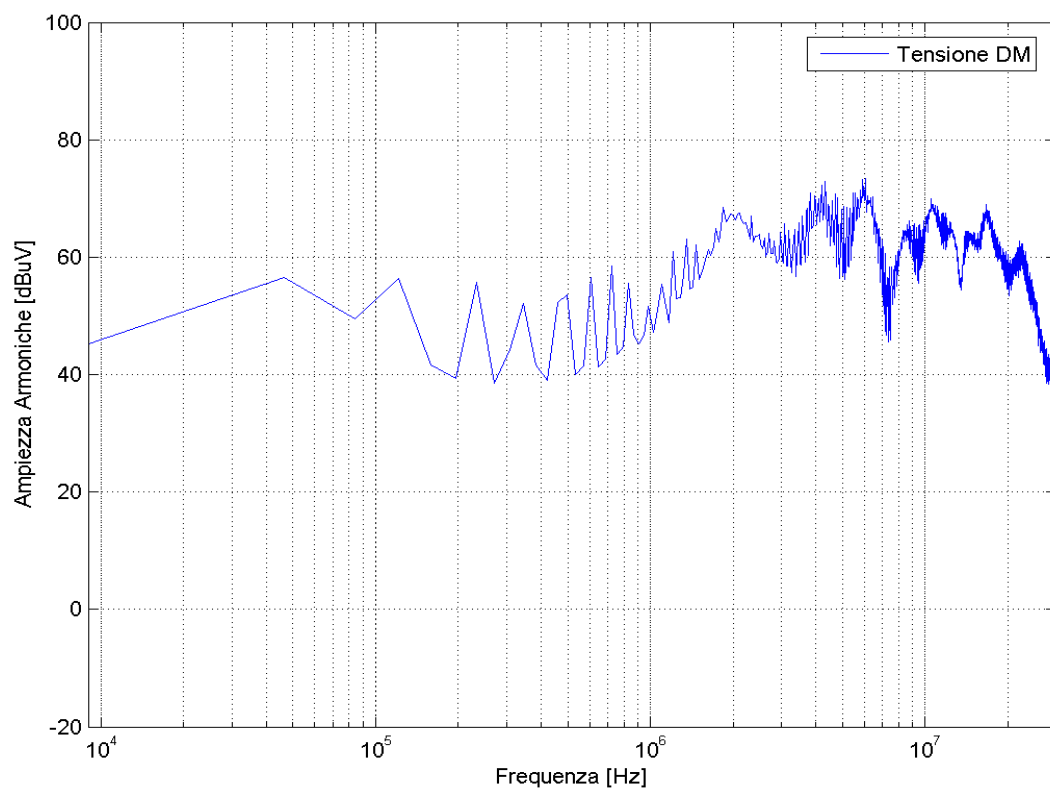


Figura 92 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

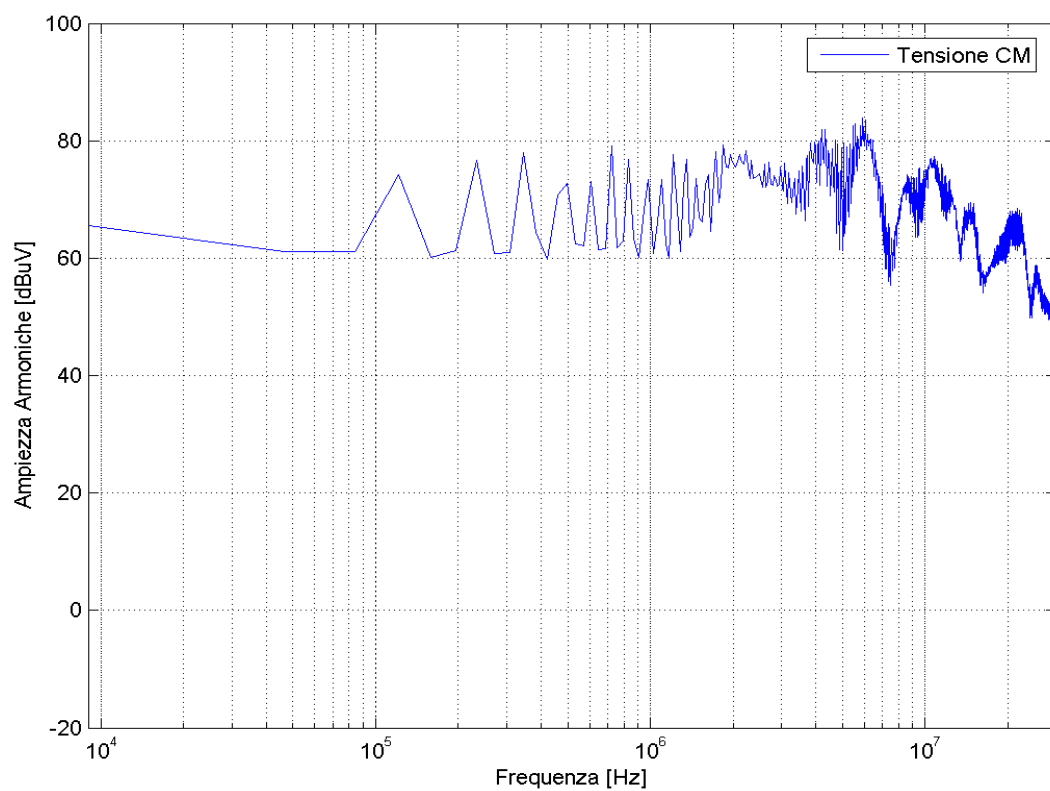


Figura 93 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM2.

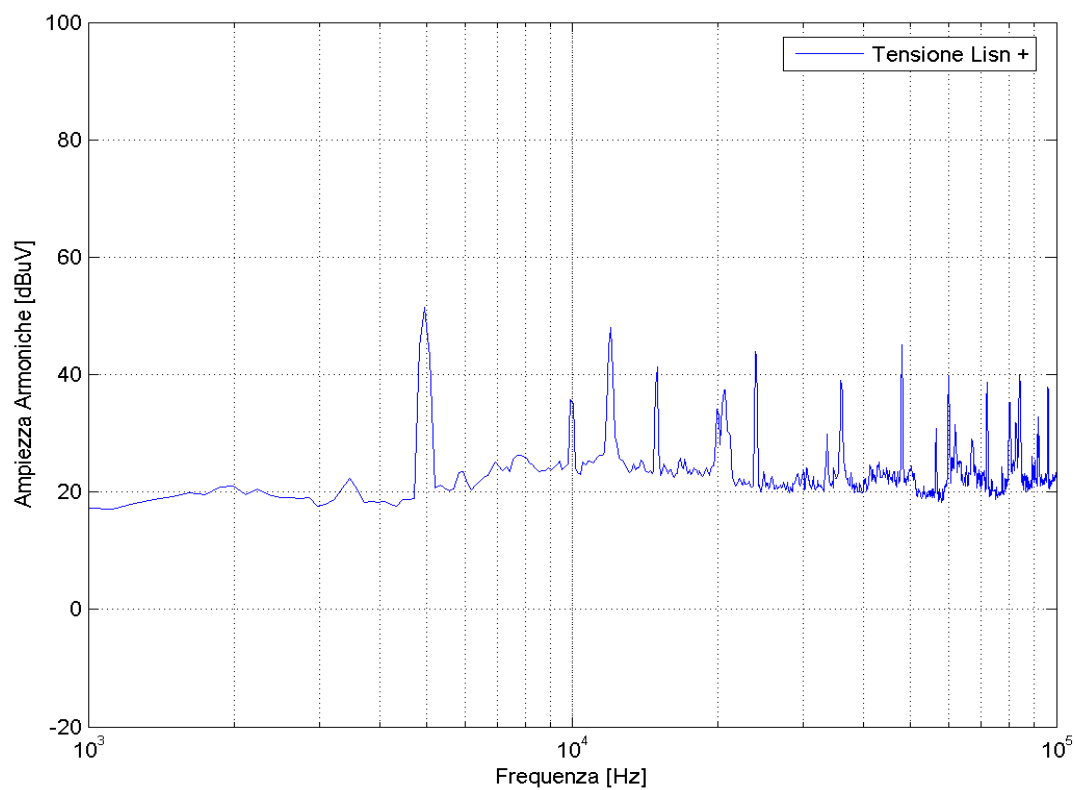


Figura 94 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

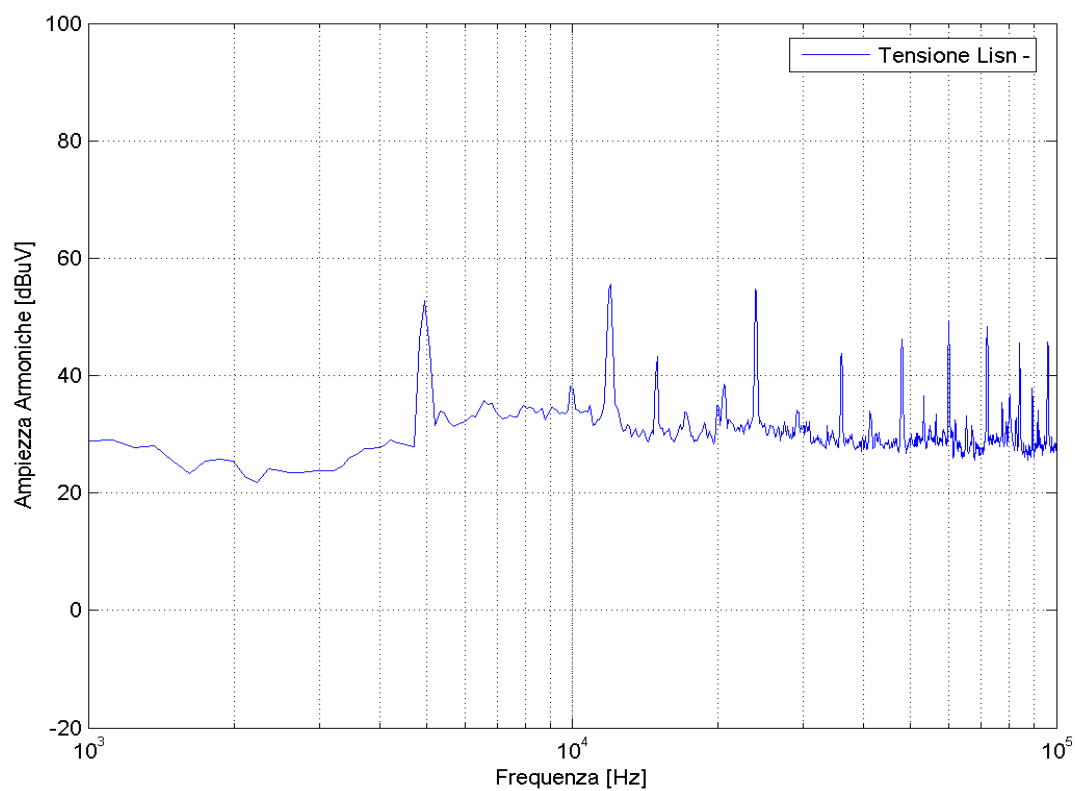


Figura 95 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

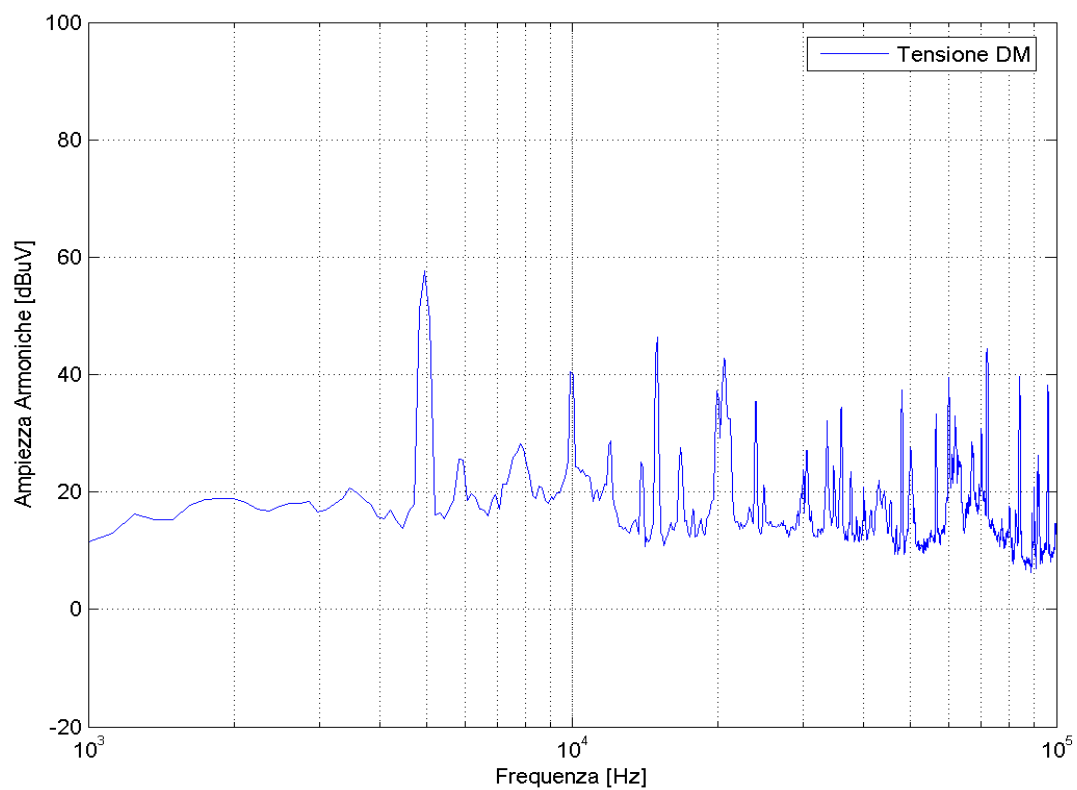


Figura 96 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

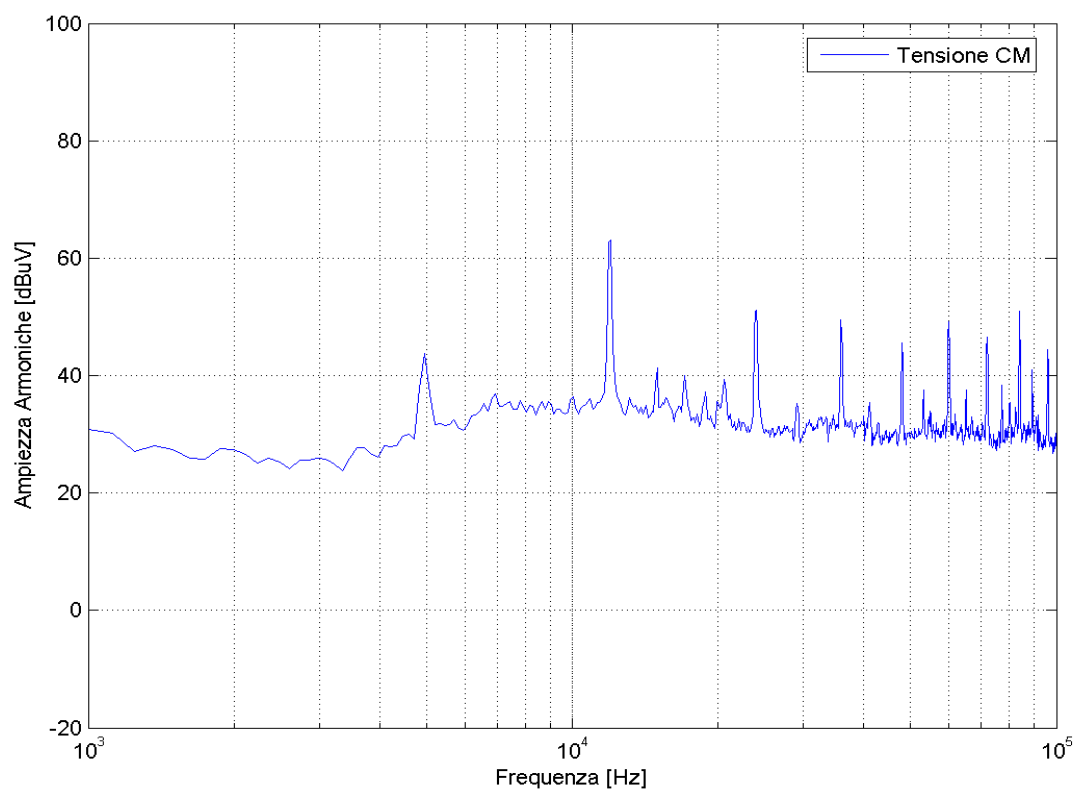


Figura 97 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

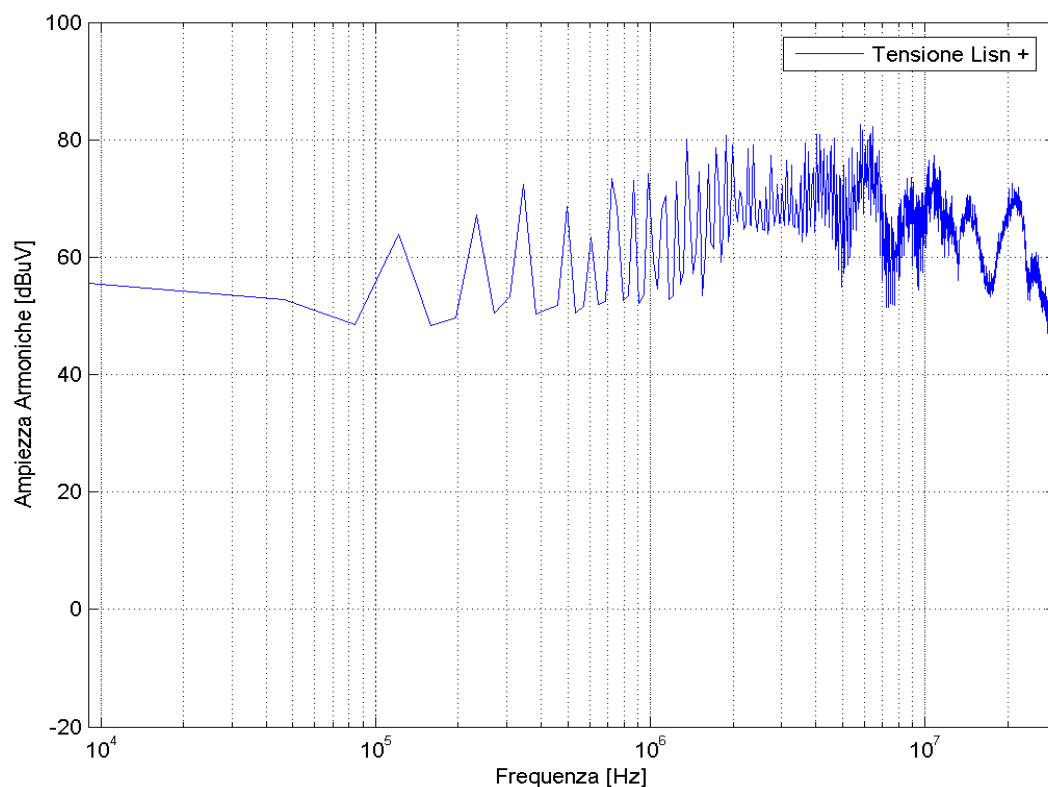


Figura 98 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

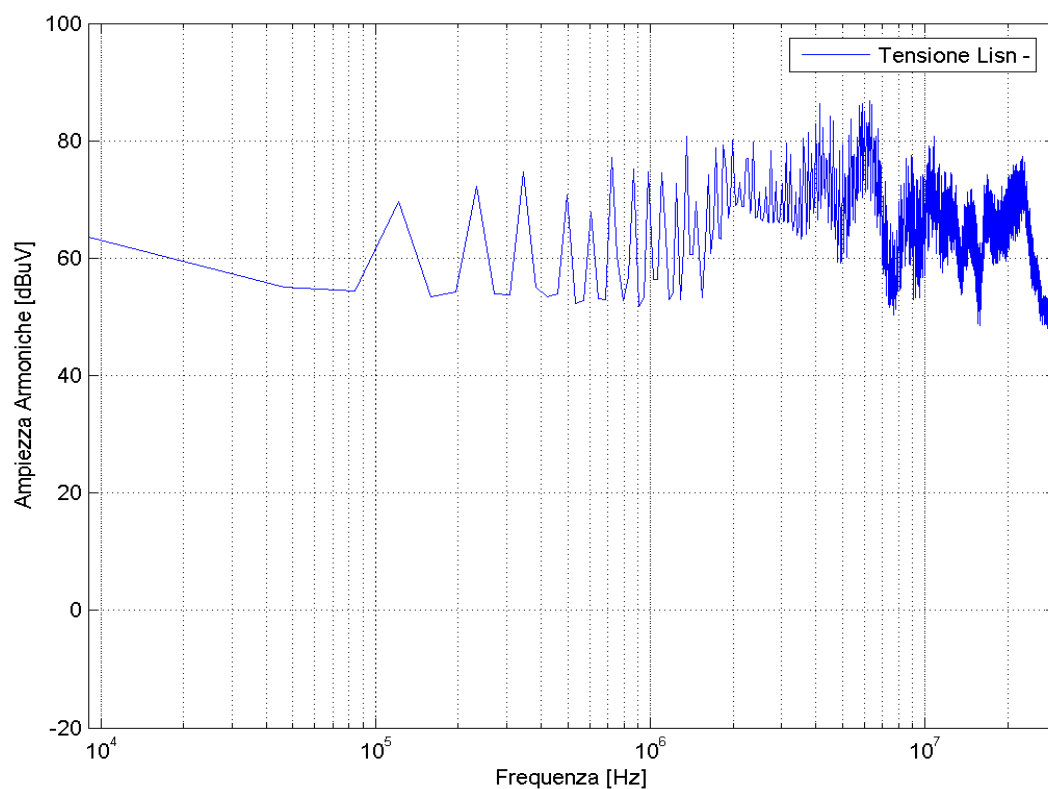


Figura 99 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

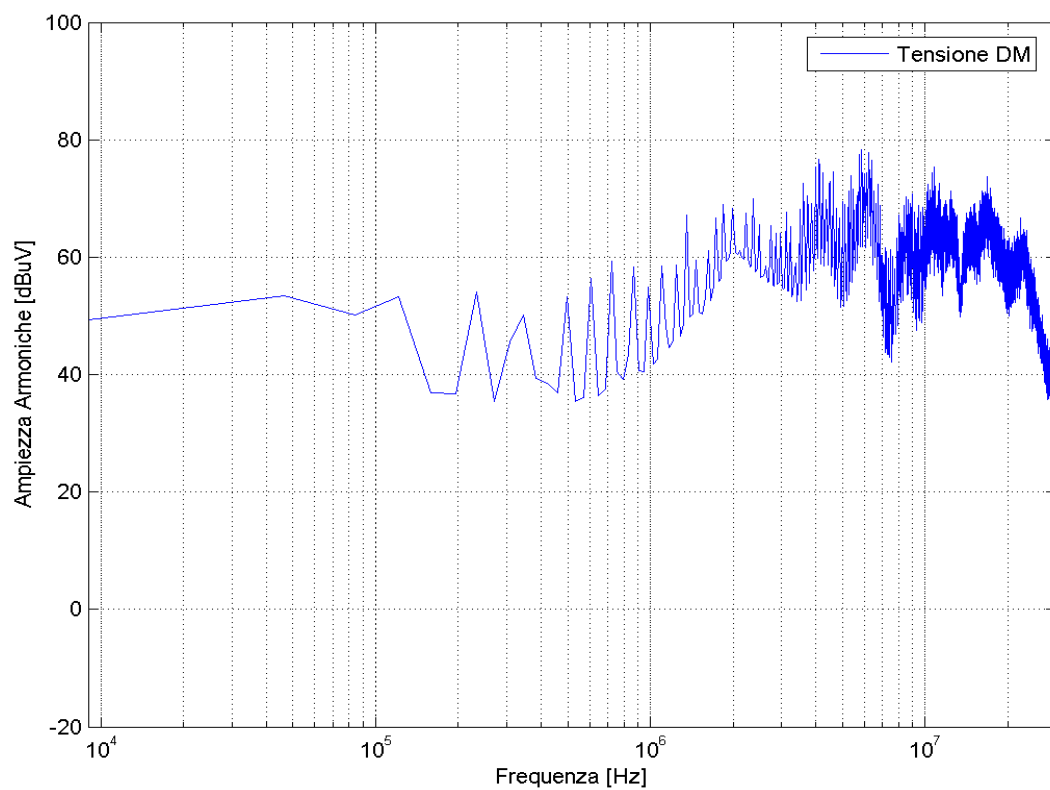


Figura 100 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

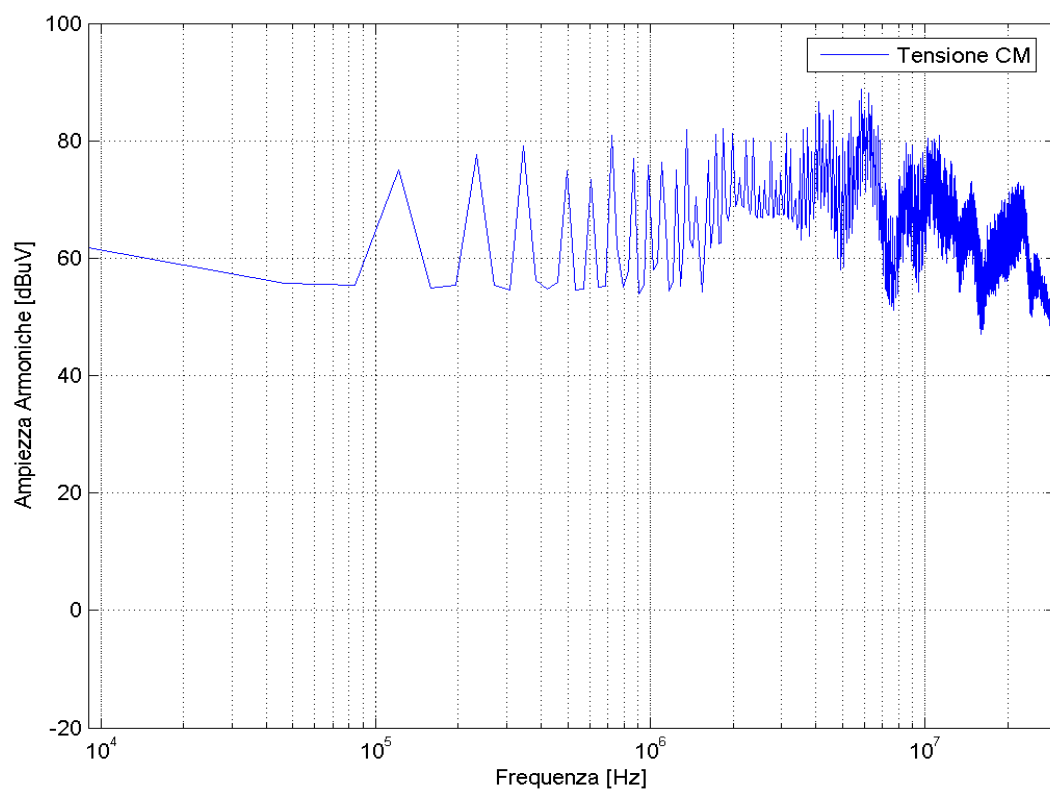


Figura 101 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato, drive on, corrente sul carico di 5 A e PWM1.

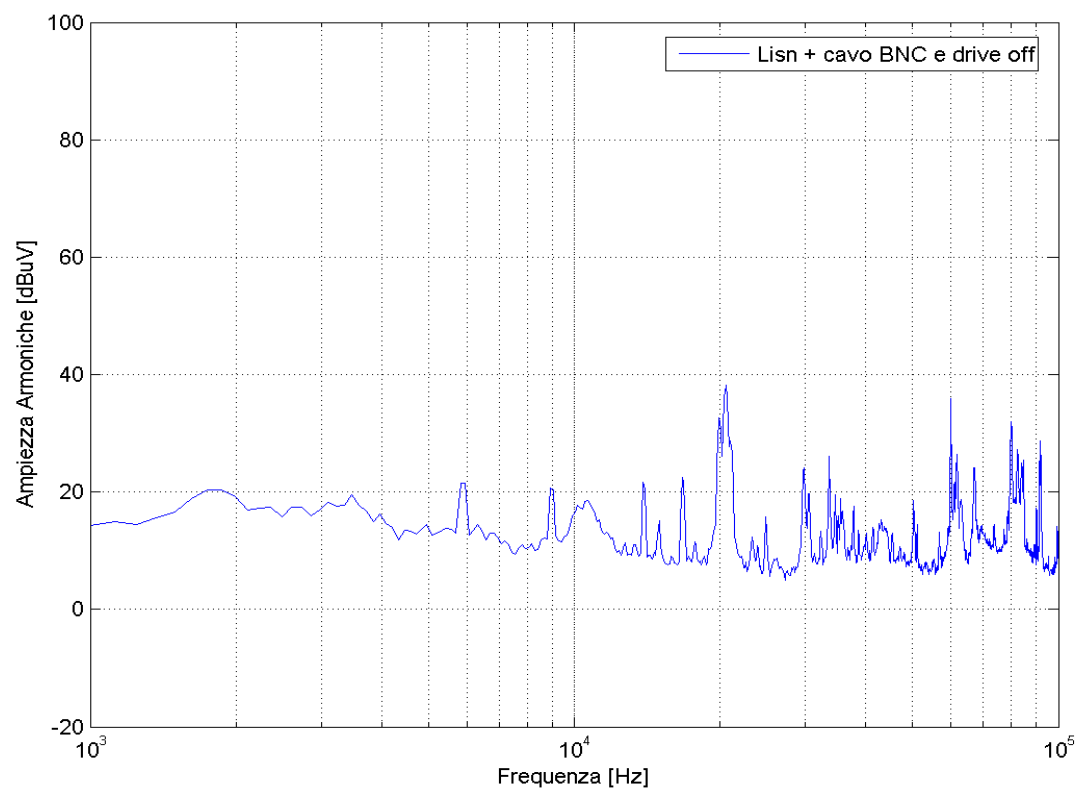


Figura 102 Tensione misurata sulla LISN+, drive off e cavo BNC.

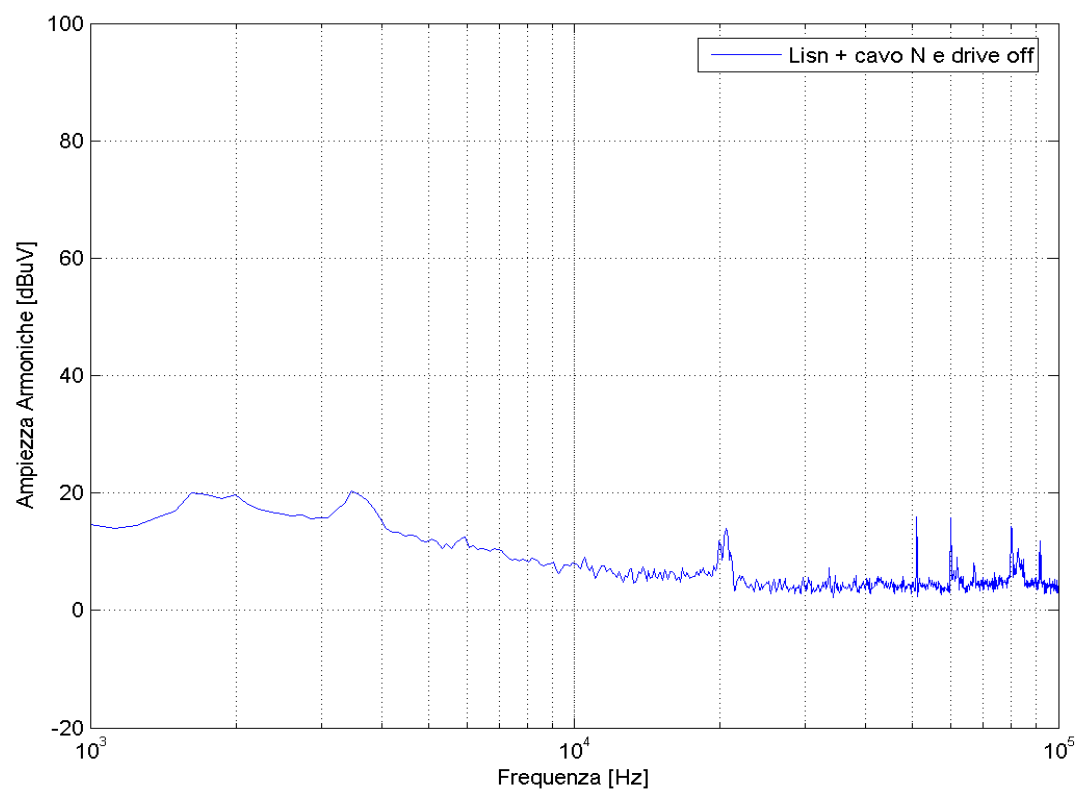


Figura 103 Tensione misurata sulla LISN+, drive off e cavo N.

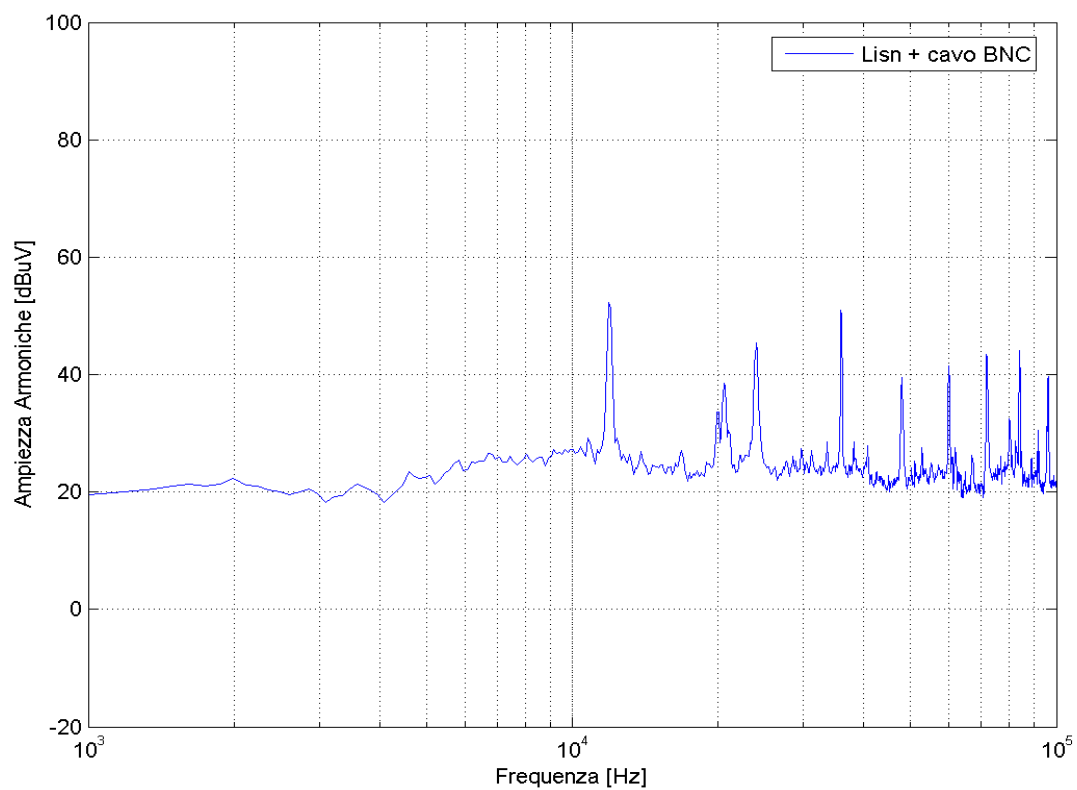


Figura 104 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.

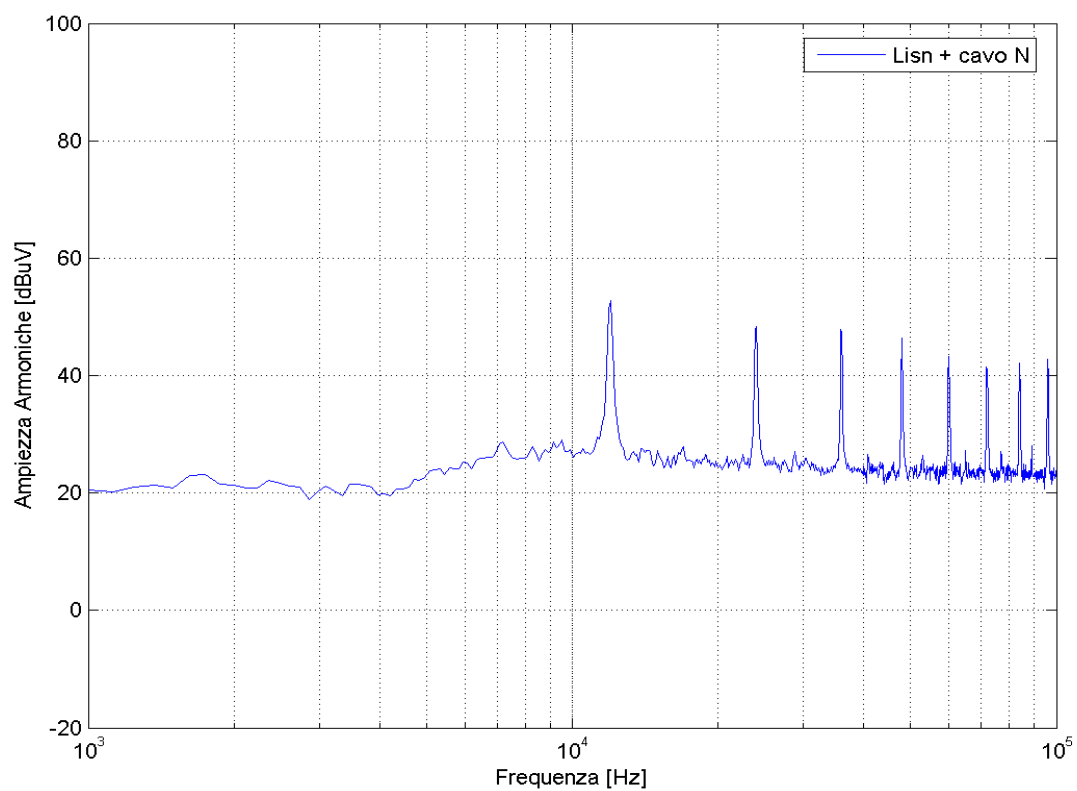


Figura 105 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo N.

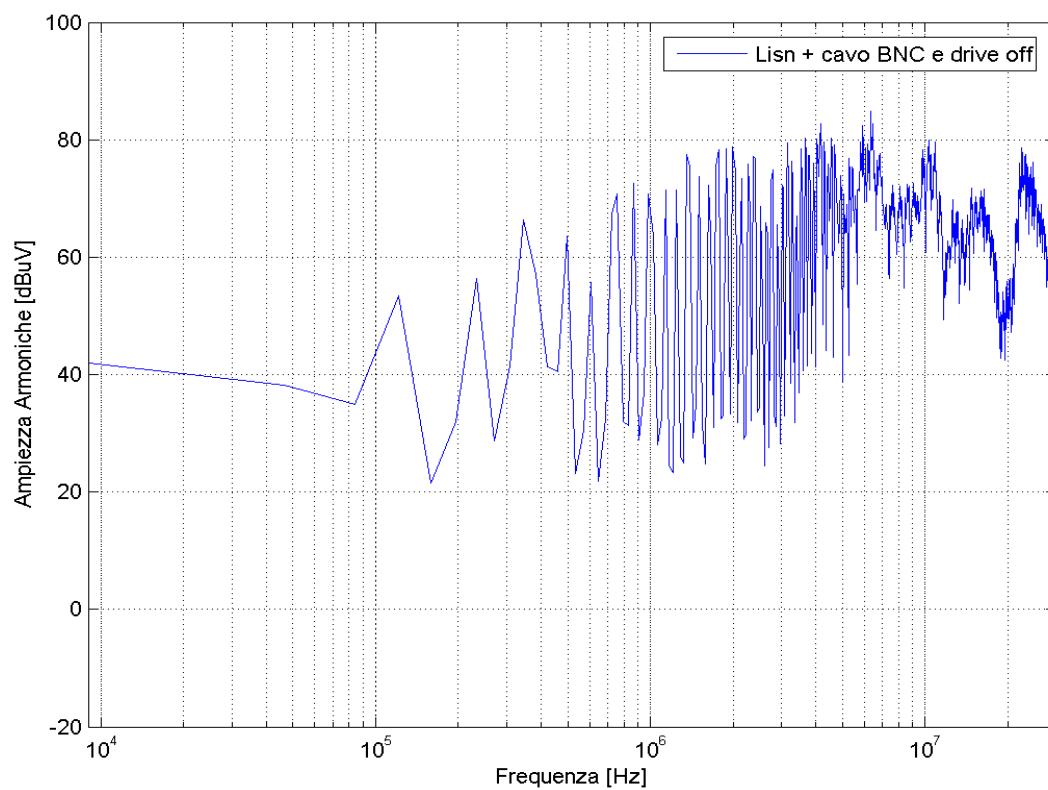


Figura 106 Tensione misurata sulla LISN+, drive off, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.

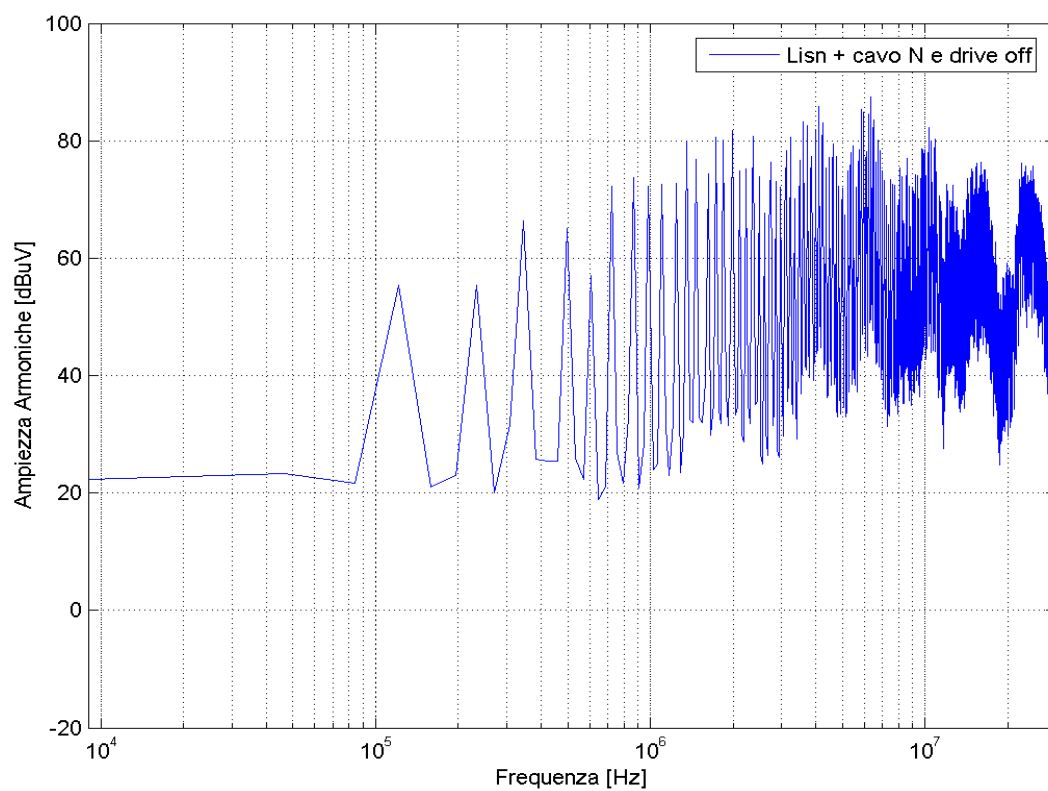


Figura 107 Tensione misurata sulla LISN+, drive off, corrente sul carico 5 A e cavo N.

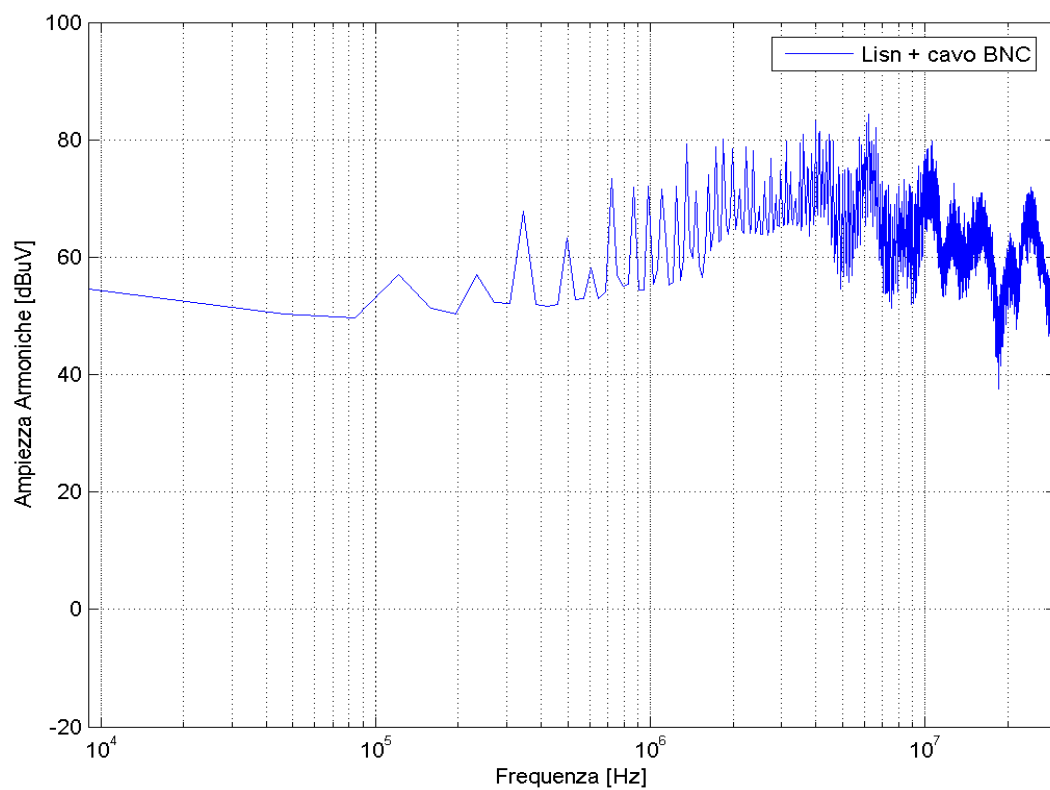


Figura 108 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo BNC.

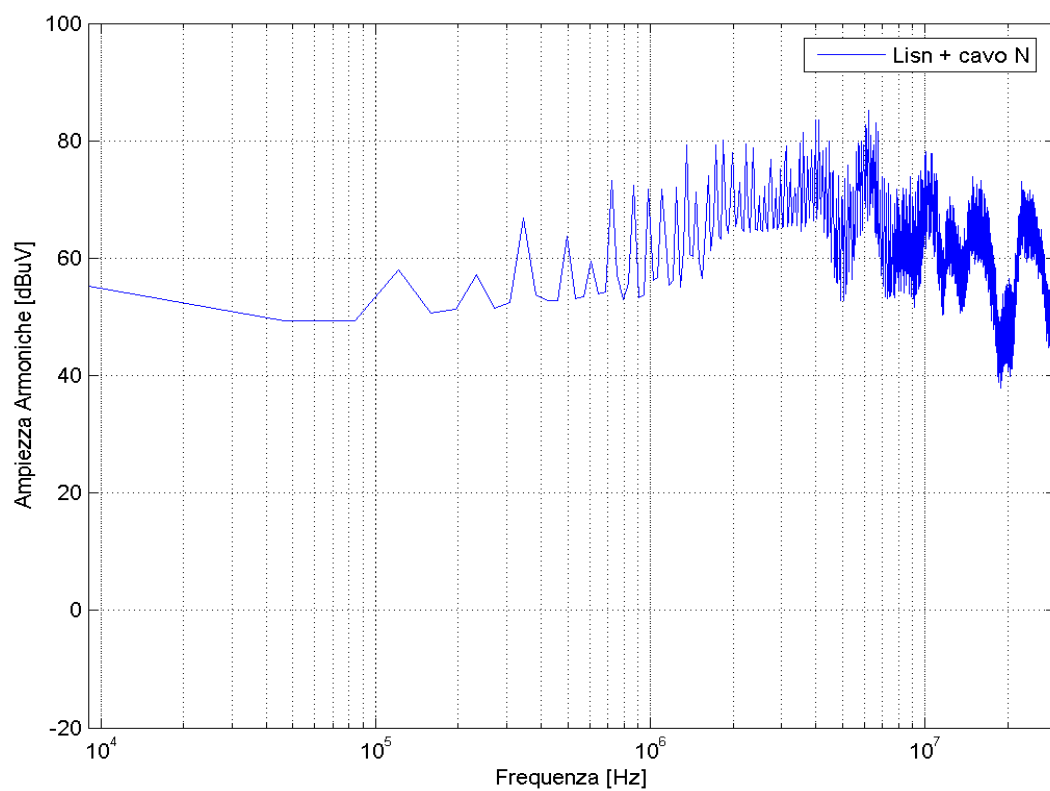


Figura 109 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e cavo N.

5.4 Conclusioni

In queste prove costruendo un alimentatore, in modo da avere separazione elettrica tra il circuito di potenza e quello di controllo, non si hanno avuto vantaggi, infatti il rumore dovuto al controllo non è diminuito anzi in alcuni casi è anche aumentato.

Si è notato che passando dalla modulazione PWM1 alla PWM2 il disturbo è diminuito di circa 5 dB μ V.

Nell'ultima serie di prove si è visto che un cavo di tipo N rispetto a un cavo BNC, avendo una più efficace schermatura, riesce ad avere un grado di immunità verso i disturbi irradiati superiore e quindi permette di effettuare misure più veritiere.

Non essendo riusciti a diminuire il rumore dovuto al sistema di controllo, non restava che provare ad annullare totalmente la causa del rumore. La causa del rumore poteva essere un piccolo alimentatore multi-tensione presente sulla scheda di controllo; esso ha la funzione di alimentare tutte le periferiche presenti sulla scheda elettronica.

Nel prossimo capitolo verrà spiegato come si è intervenuti per azzerrare il disturbo generato dall'alimentatore multi-tensione interno.

Capitolo 6

Prove sul convertitore statico tramite alimentazione esterna del circuito di controllo

6.1 Introduzione

In questo capitolo si è cercato di risolvere il problema del rumore generato dal sistema di controllo che perturbava in maniera significativa il risultato delle misure. Per far ciò si è deciso di costruire un'opportuno alimentatore lineare esterno con il quale alimentare tutta la scheda di controllo del convertitore.

Costruito l'alimentatore si è poi passati alla fase di misurazione ripetendo le prove già eseguite in precedenza.

6.2 Alimentatore lineare esterno

L'alimentatore lineare doveva garantire delle tensioni in uscita il più possibile costanti nel tempo e garantire le seguenti specifiche:

- 3 uscite devono poter erogare 1 W ad una tensione di 18 V
- 1 uscita deve erogare 4 W ad una tensione di 18 V
- 1 uscita deve erogare 6 W ad una tensione di 20 V.

Per la realizzazione dell'alimentatore lineare sono stati utilizzati i seguenti componenti:

- 5 condensatori di capacità 4700 uF e tensione 50 V
- 5 condensatori di capacità 330 nF
- 5 condensatori di capacità 100 nF
- 5 resistori da 470 Ω e di potenza $\frac{1}{4}$ W
- 5 potenziometri da 200 Ω
- 5 LM7815
- 5 ponti raddrizzatori
- 5 trasformatori

Come si vede anche dallo schema riportato nelle Figura 110 e Figura 111 e l'alimentatore presenta 5 uscite, che devono poi essere collegate alla scheda elettronica del convertitore per alimentarla. I trasformatori hanno il compito di abbassare la tensione di rete da 230 V a 24 V, i ponti raddrizzatori raddrizzano la tensione, i condensatori di maggiore capacità hanno il compito di livellarla, quelli di capacità più piccola servono per rendere il circuito stabile, LM7815 permette di dare in uscita una tensione costante pari a 15 V continui; infine agendo sui potenziometri si regola la tensione di uscita. Alcune foto dell'alimentatore lineare sono riportate nelle Figura 112 - Figura 118.

Il nuovo schema elettrico generale è riportato in Figura 110 e una foto del banco prova complessivo è riportata in Figura 119.

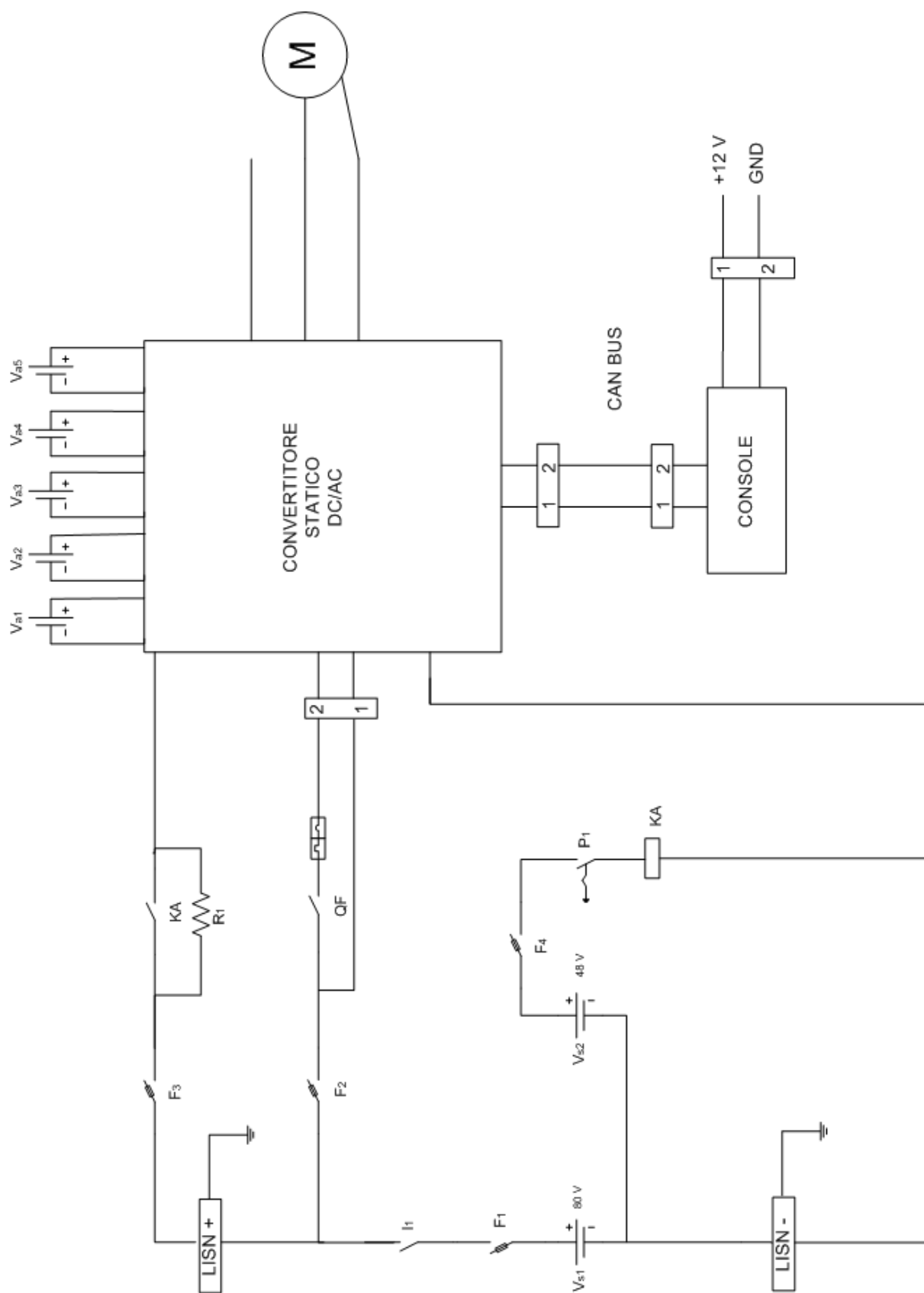


Figura 110 Schema elettrico generale definitivo.

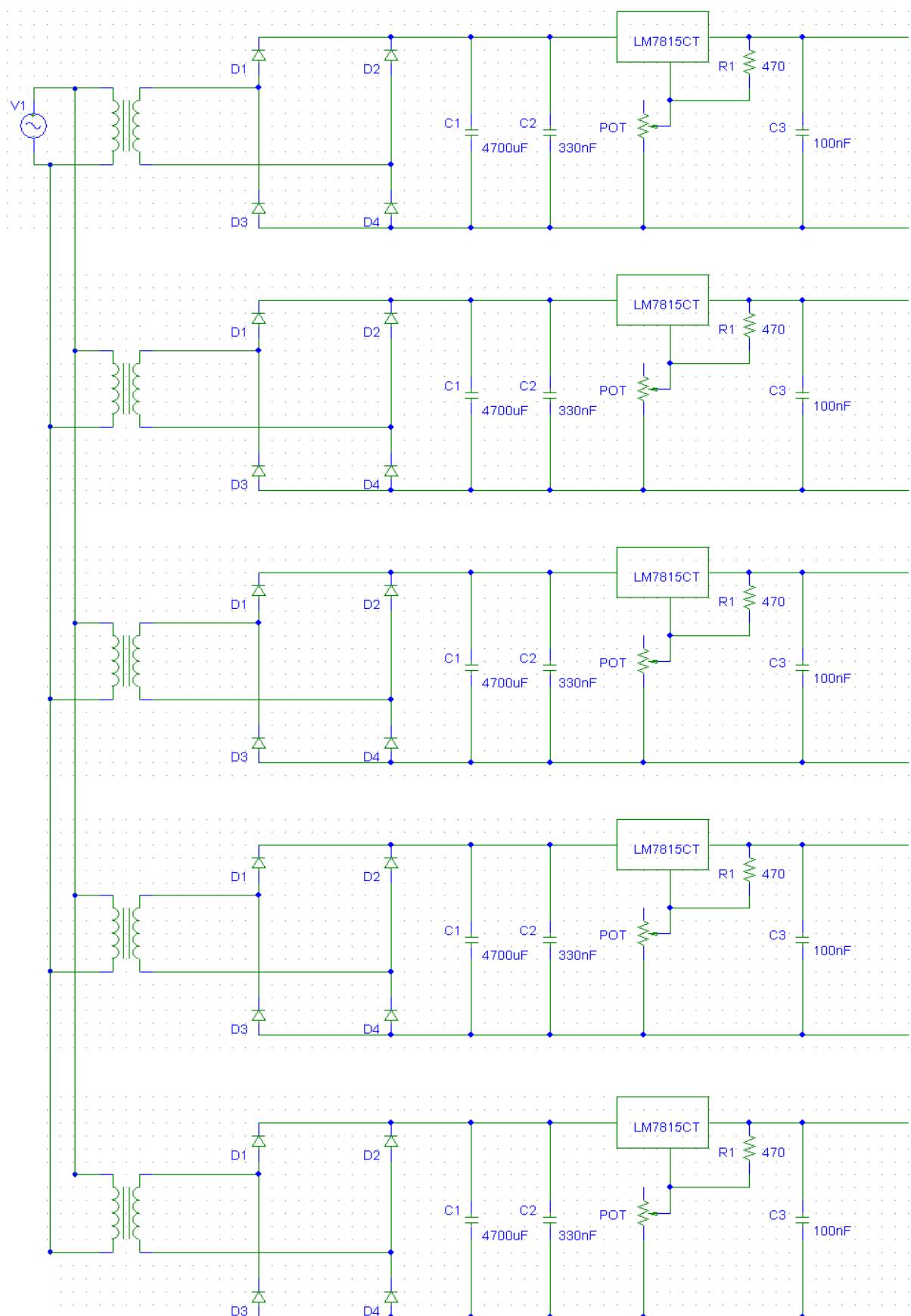


Figura 111 Schema elettrico dell'alimentatore lineare.



Figura 112 Alimentatore lineare dall'esterno.

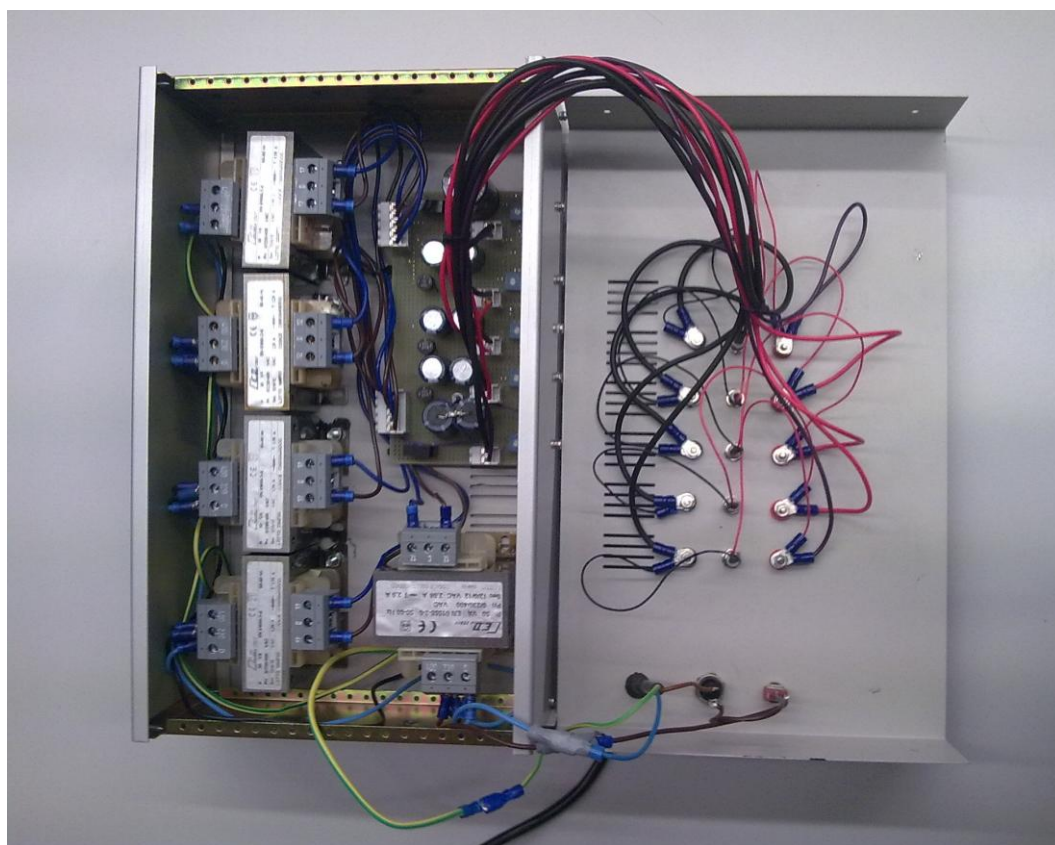


Figura 113 Alimentatore lineare aperto.

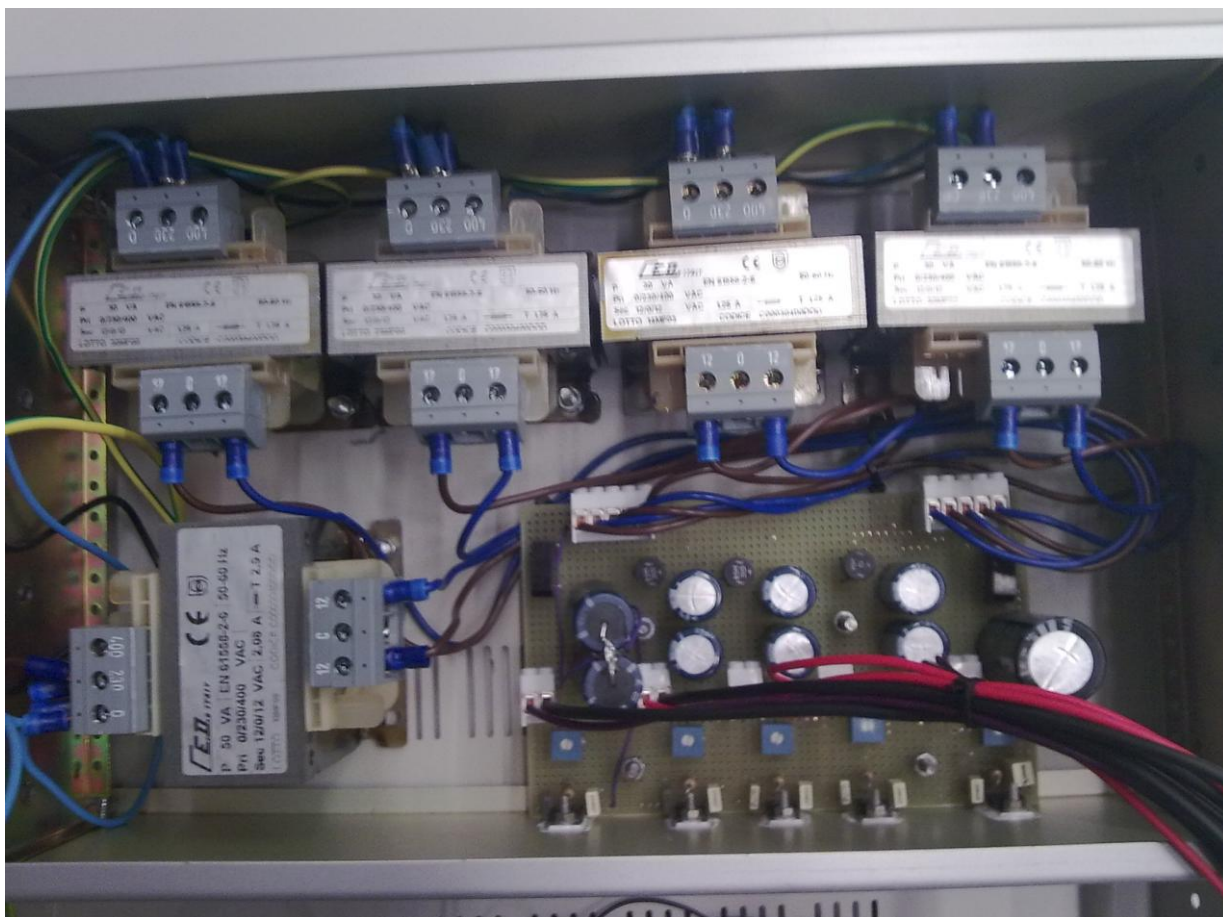


Figura 114 Foto interna dell'alimentatore lineare.

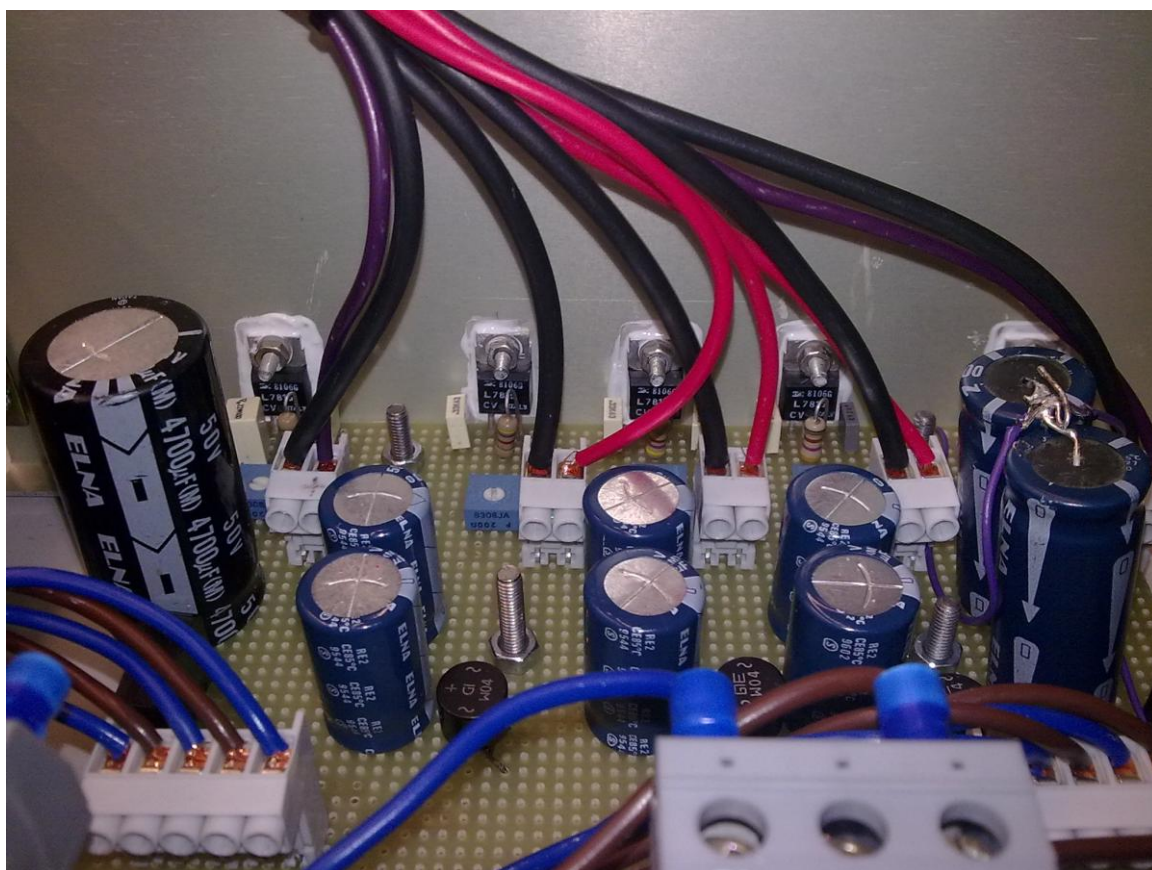


Figura 115 Ingrandimento interno dell'alimentatore lineare.

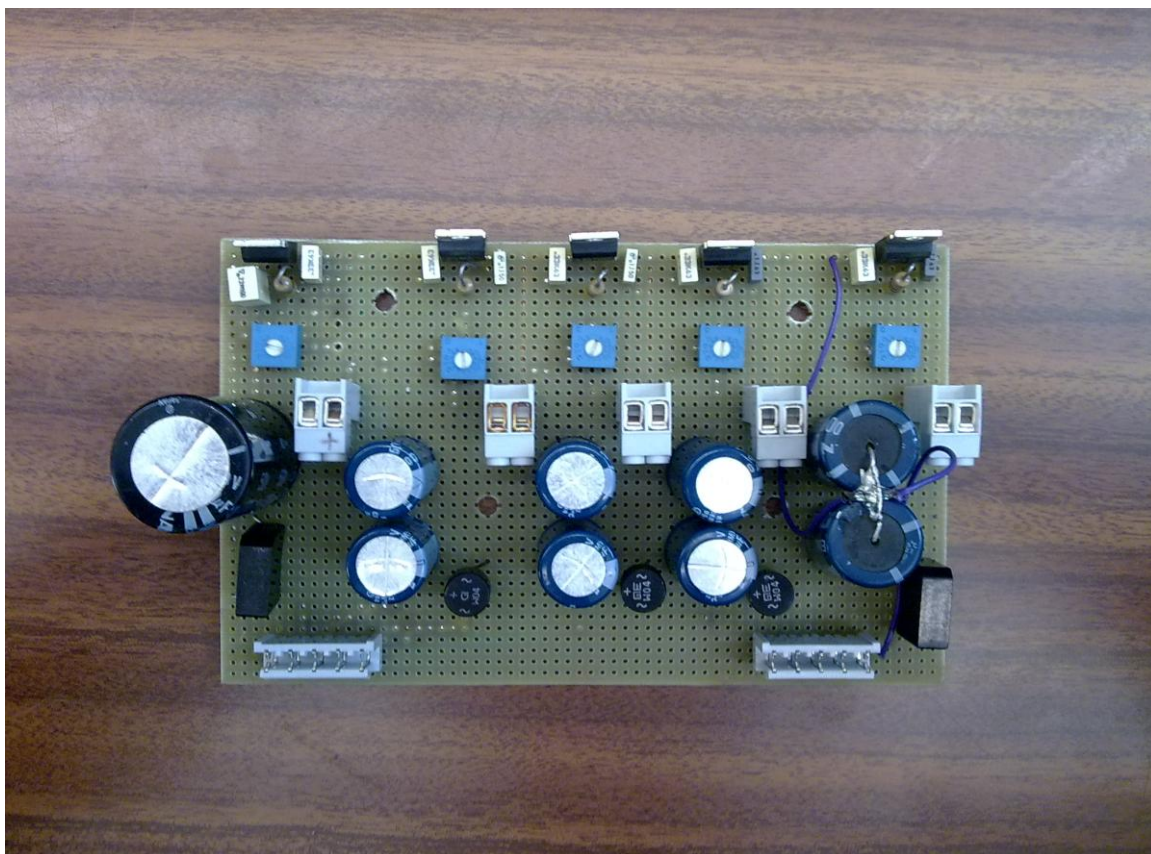


Figura 116 Foto dall'alto di una parte dell'alimentatore lineare.

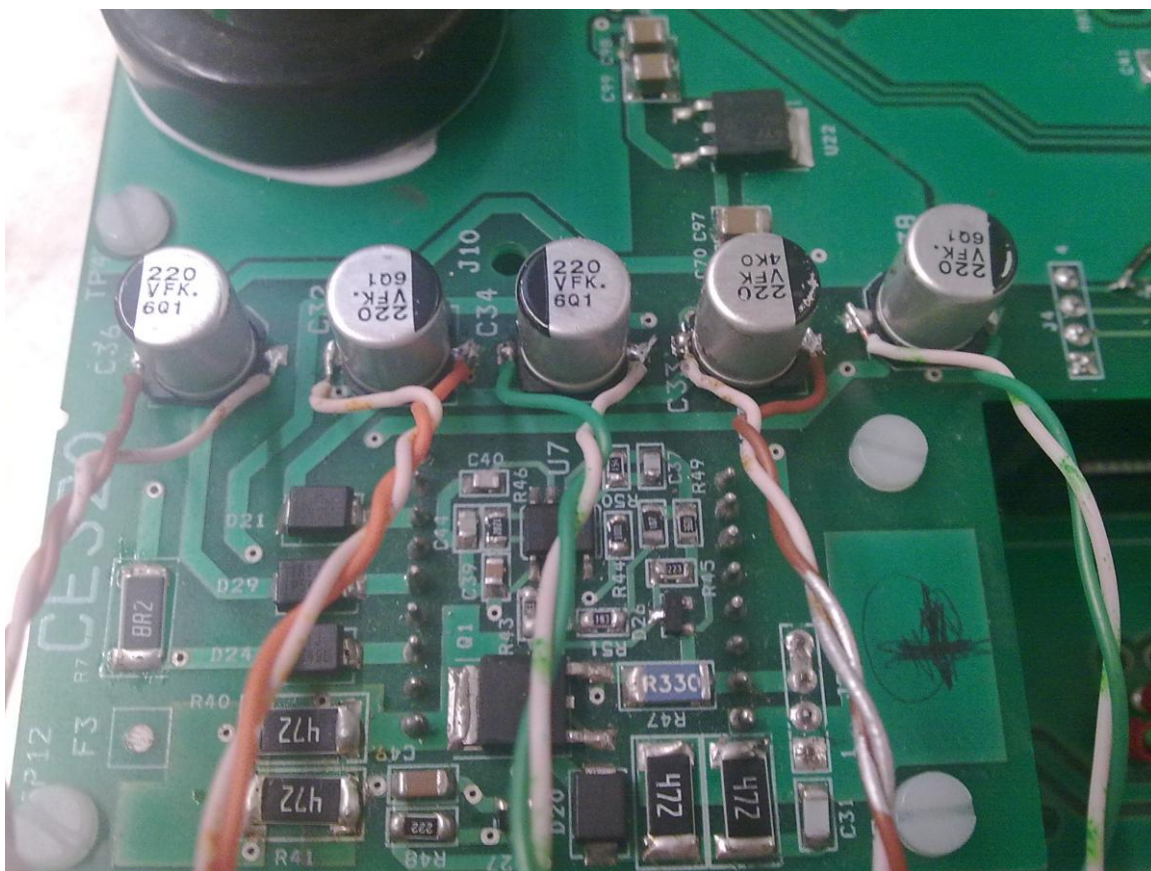


Figura 117 Particolare del collegamento tra uscita dell'alimentatore lineare e convertitore statico.

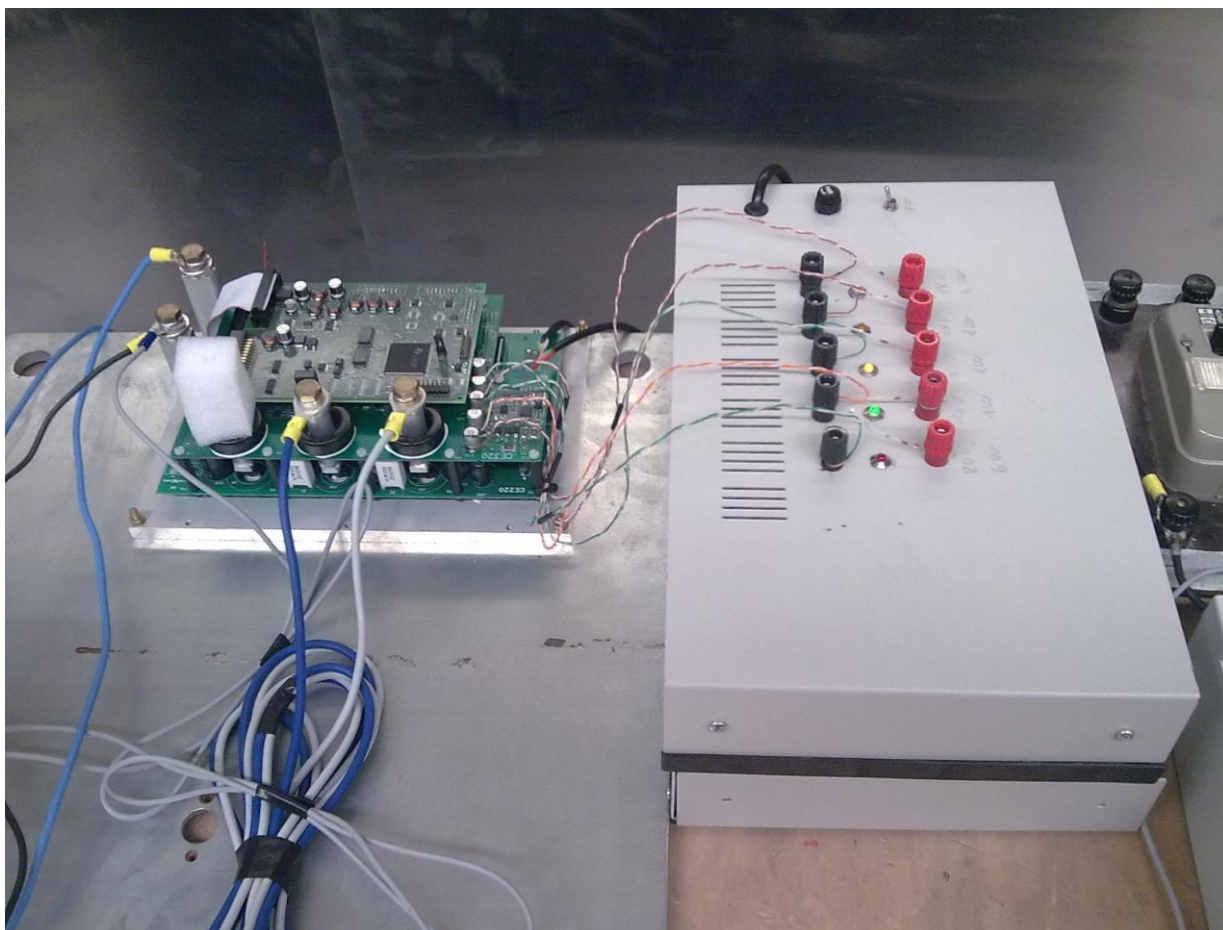


Figura 118 Foto del convertitore statico e dell'alimentatore lineare.

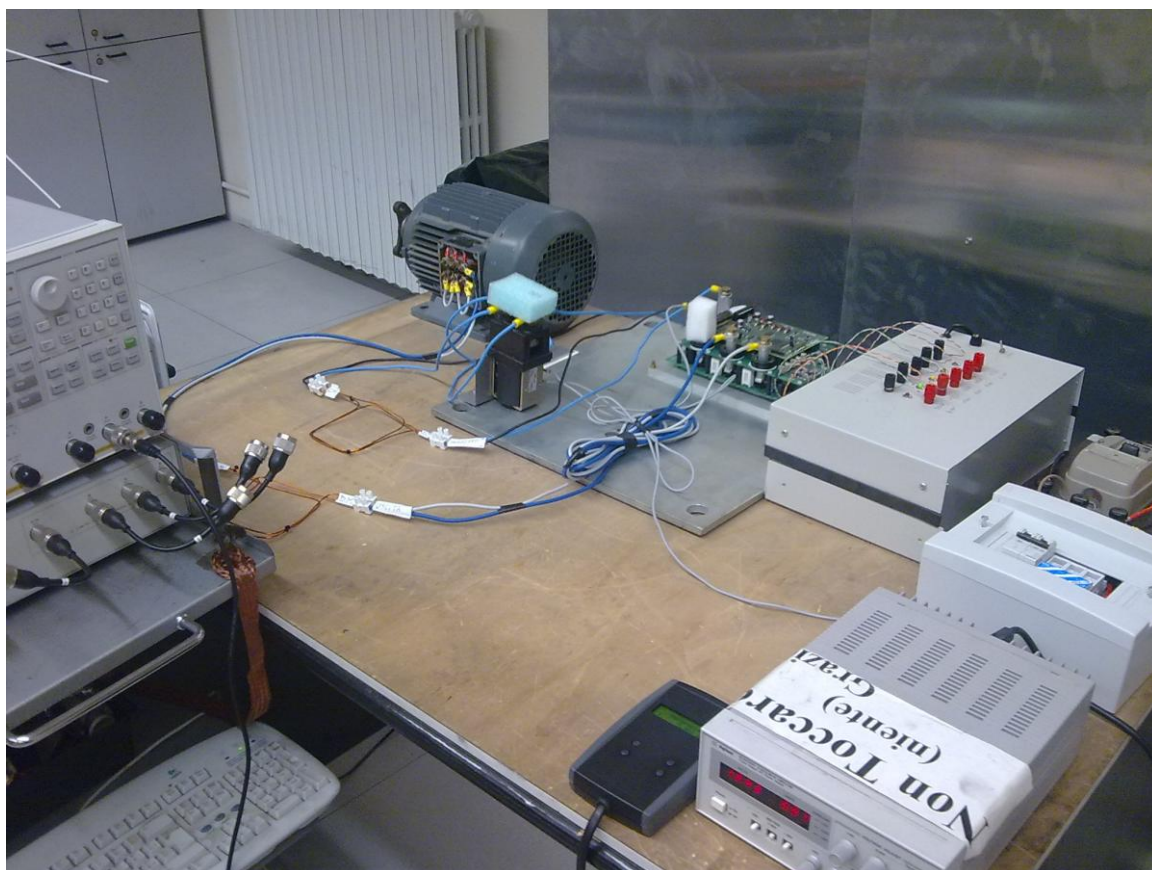


Figura 119 Foto complessiva del banco prova.

6.3 Commenti sulle prove nel dominio della frequenza

Per prima cosa è stato misurato il rumore di fondo con il convertitore non alimentato; in Figura 120 e in Figura 121 sono riportati rispettivamente i valori di tensione misurati sulla LISN+ e sulla LISN- nell'intervallo di frequenza 1 kHz ÷ 100 kHz mentre in Figura 122 e in Figura 123 sono riportati rispettivamente i valori di tensione misurati sulla LISN+ e sulla LISN- però nell'intervallo di frequenza 9 kHz ÷ 30 MHz. Il livello di rumore riportato in tutti i grafici è piuttosto basso.

Poi è stato alimentato il convertitore e tramite la consolle è stato impostato “Drive off”. In Figura 124 e in Figura 125 sono riportate le tensioni misurate sulla LISN+ e sulla LISN- nel'intervallo di frequenza 1 kHz ÷ 100 kHz; rispetto al caso precedente non si notano evidenti cambiamenti.

Per quanto riguarda i disturbi misurati nell'intervallo di frequenza 9 kHz ÷ 30 MHz i valori di tensione misurati sulla LISN+, sulla LISN-, di CM e di DM sono rispettivamente riportati in Figura 126, in Figura 127, in Figura 128 e in Figura 129. In tutte e quattro le misure il livello di rumore arriva a toccare 40 dB μ V a parte il grafico in Figura 128 in cui si trova un picco alla frequenza di 2 MHz e ampiezza 50 dB μ V. Anche in questo caso il disturbo CM è di entità maggiore rispetto al DM.

Successivamente tramite la consolle si è impostato:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- Mod = PWM1
- $I = 0 \text{ A}$

In Figura 130 e in Figura 131 sono state eseguite le misure sulla tensione della LISN+ e sulla LISN- nell'intervallo di frequenza 1 kHz ÷ 100 kHz mentre in Figura 132, in Figura 133, in Figura 134 e in Figura 135 si sono ripetute le prove però utilizzando l'intervallo 9 kHz ÷ 30 MHz. Nelle prime due misure non si sono trovate le due armoniche principali una a 12 kHz e l'altra a 24 kHz, legate ovviamente alla frequenza di commutazione degli interruttori sul ramo di potenza. Nelle altre quattro misure si è arrivati ad avere un livello di rumore

inferiore a 60 dB μ V; anche qui la componente dominante del disturbo è quella di modo comune.

Successivamente la corrente sul carico è stata imposta a 5 A e si sono ripetute le prove precedenti. In Figura 136, in Figura 137, in Figura 138 e in Figura 139 ritroviamo l'armonica a 12 kHz e le sue multiple. In Figura 140 e in Figura 141 cioè sulla LISN+ e sulla LISN-, il picco più importante è a 2 MHz con ampiezza di circa 70 dB μ V. Infine mettendo a confronto la Figura 142 e la Figura 143 si nota che il disturbo ha come componente dominante quella di modo comune. Nei grafici di Figura 144 e di Figura 145 sono stati messi a confronto i valori letti dalla LISN+ e dalla LISN- con il limite EN55011 imposto dal CISPR 11. Questo confronto non è corretto perché abbiamo riportato il limite EN55011 in valori di quasi picco mentre con l'analizzatore di spettro abbiamo misurato il valore di picco e perché la normativa riguardante le emissioni condotte prevedono l'uso del ricevitore EMI e non dell'analizzatore di spettro. Visto che il picco è proprio sul limite se si effettuasse una prova di conformità la prova dovrebbe essere superata.

Da consolle sono stati impostati i seguenti valori:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- $\text{Mod} = \text{PWM2}$
- $I = 5 \text{ A}$

La misura è stata eseguita nei due soliti intervalli di frequenza, cioè tra 1 kHz ÷ 100 kHz e 9 kHz ÷ 30 MHz; in Figura 146 è riportato il risultato della misura per quanto riguarda la LISN+ e in Figura 147 quello della LISN-; in entrambi i grafici sono presenti le armoniche con frequenza 12 kHz e le sue multiple. In Figura 148, in Figura 149, in Figura 150 e in Figura 151 ritroviamo circa lo stesso andamento, del disturbo però in questo caso rispetto alla modulazione PWM1 il livello di disturbo si è alzato di circa 5 dB μ V.

Nei grafici di Figura 152 e di Figura 153 sono stati messi a confronto i valori letti dalla LISN+ e dalla LISN- con il limite EN55011 imposto dal CISPR 11. Come detto prima questo confronto non è corretto perché abbiamo riportato il limite EN55011 in valori di quasi picco mentre con l'analizzatore di spettro abbiamo misurato il valore di picco e perché la normativa riguardante le

emissioni condotte prevedono l'uso del ricevitore EMI e non dell'analizzatore di spettro. Visto che il picco è superiore al limite se si effettuasse una prova di conformità non è detto che la prova risultasse superata.

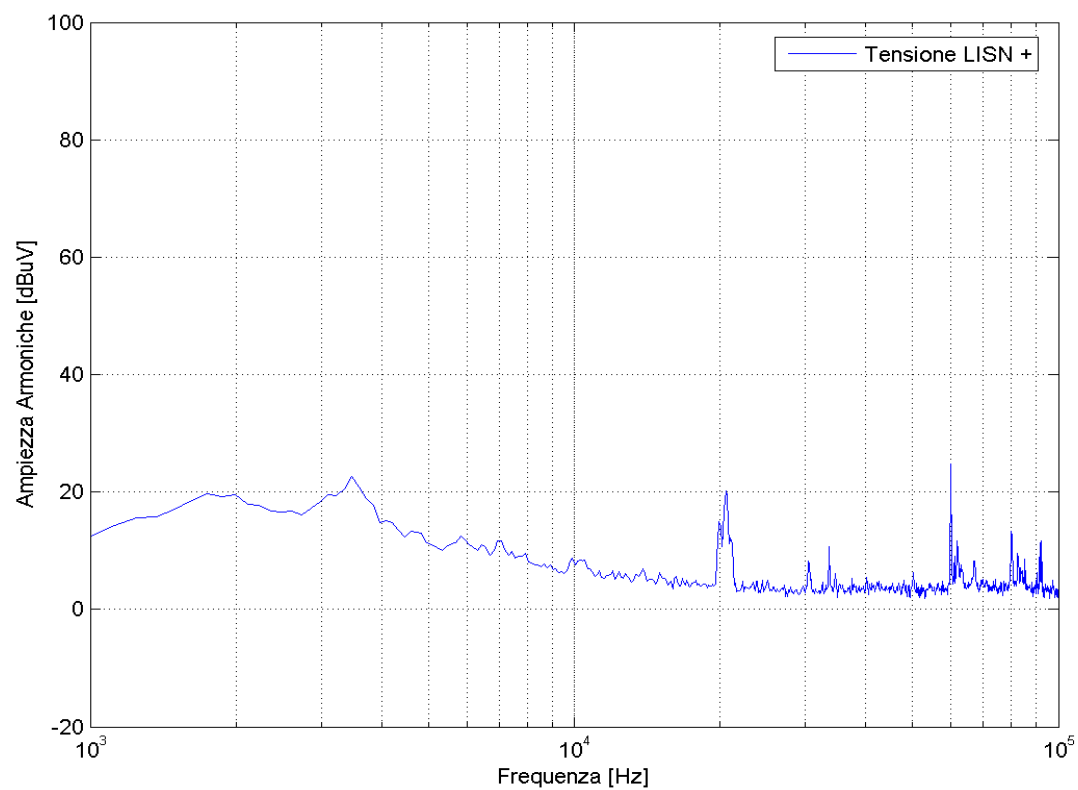


Figura 120 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.

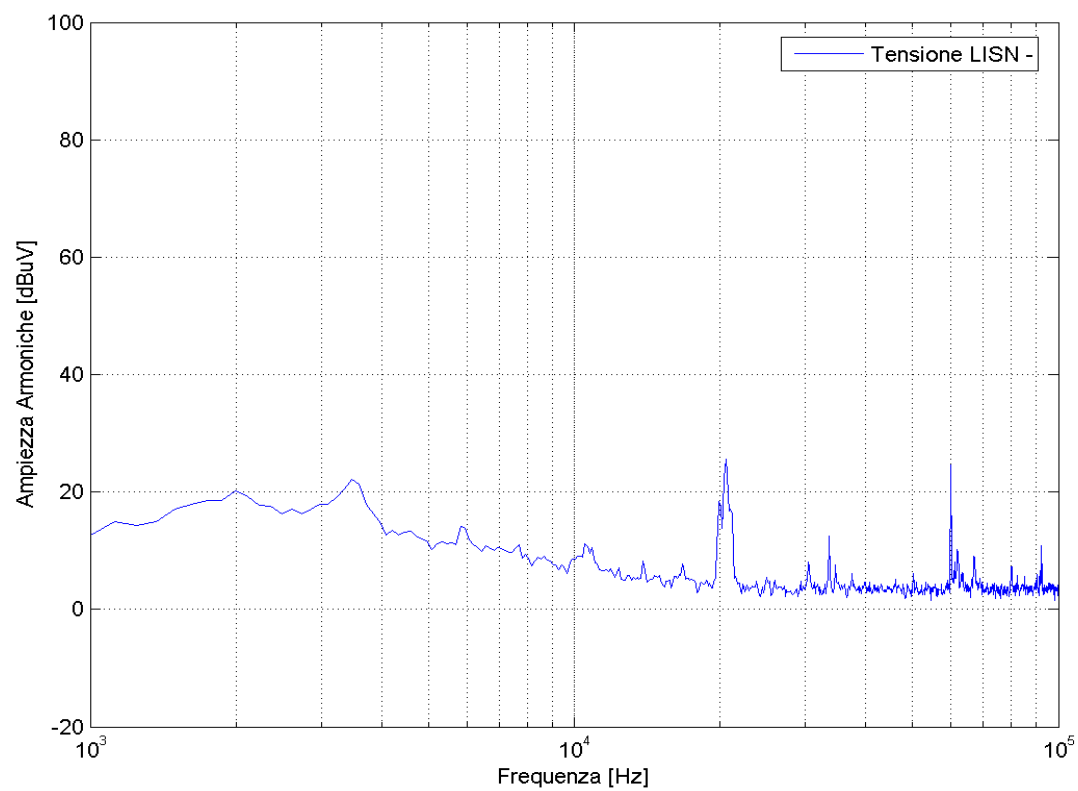


Figura 121 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.

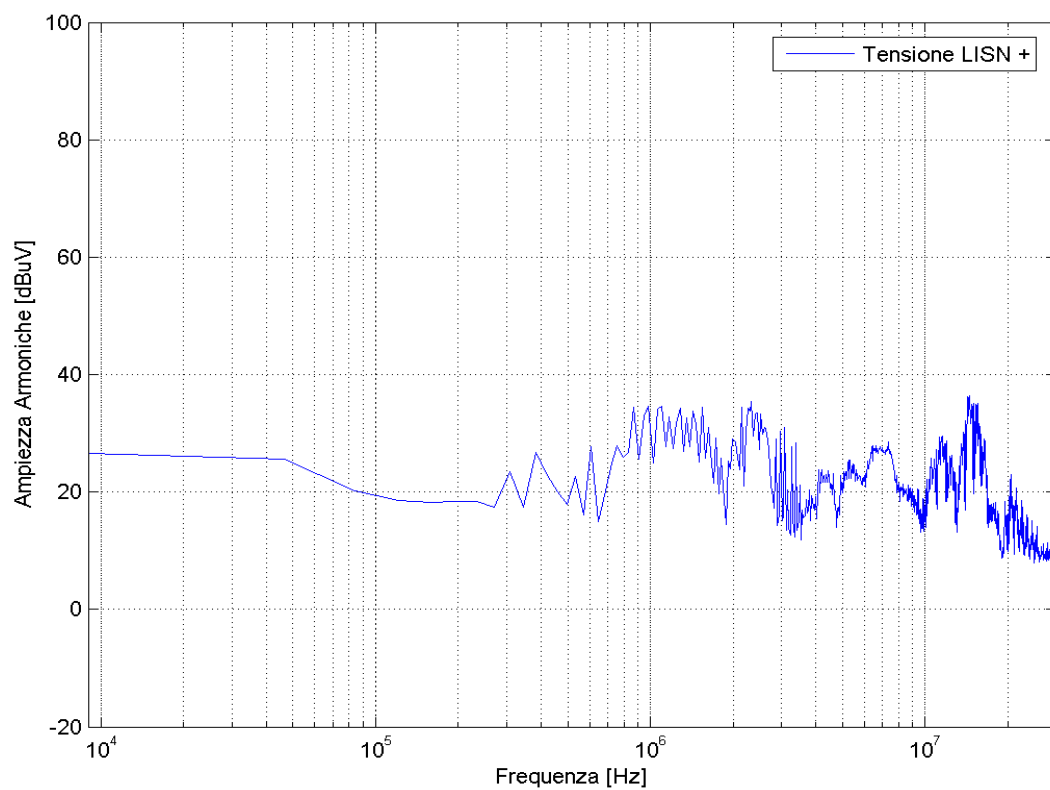


Figura 122 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore disalimentato.

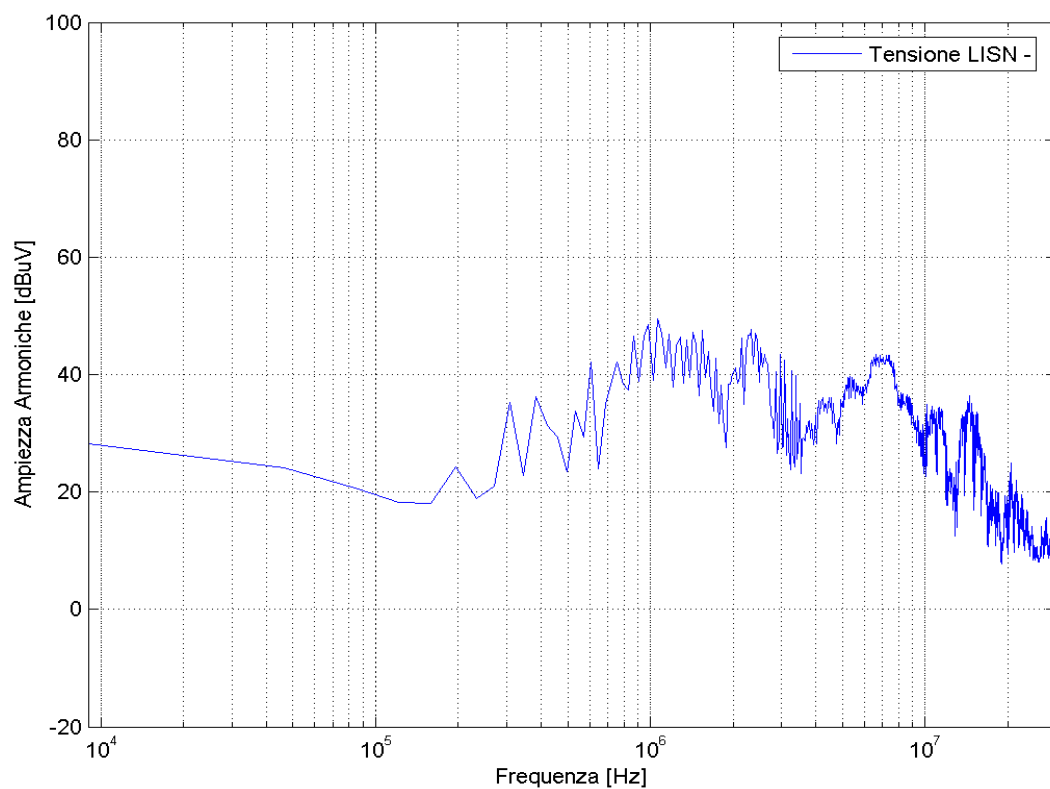


Figura 123 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore disalimentato.

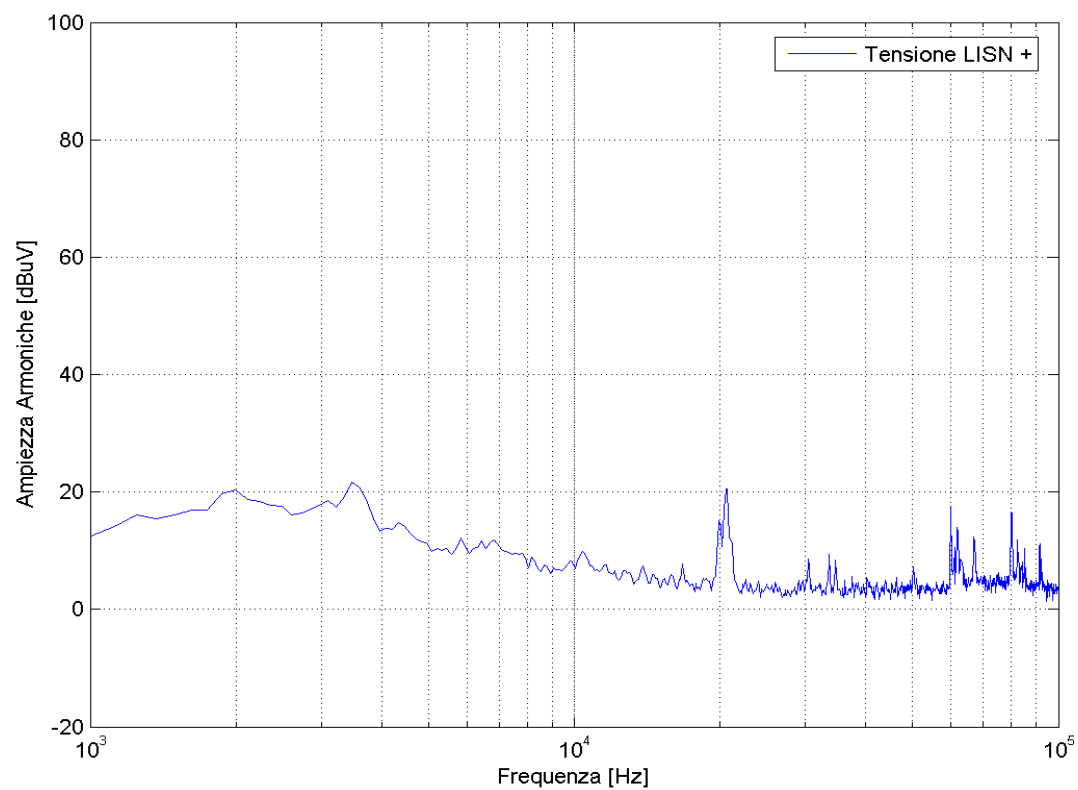


Figura 124 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.

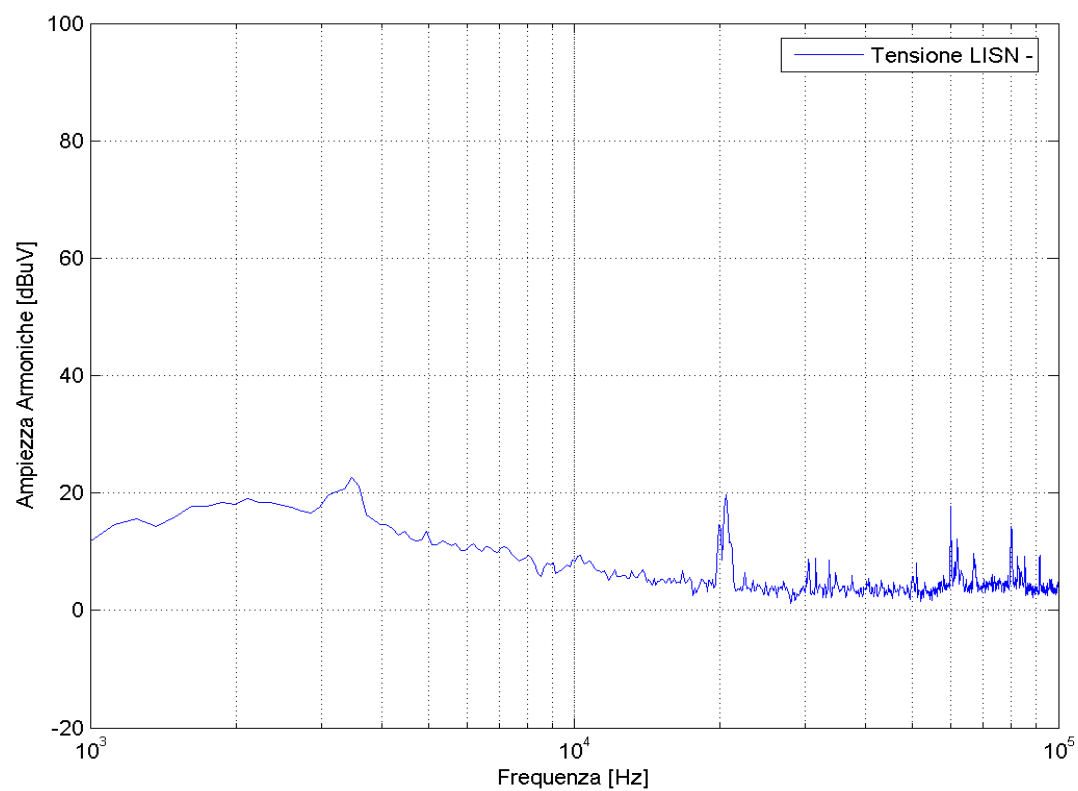


Figura 125 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.

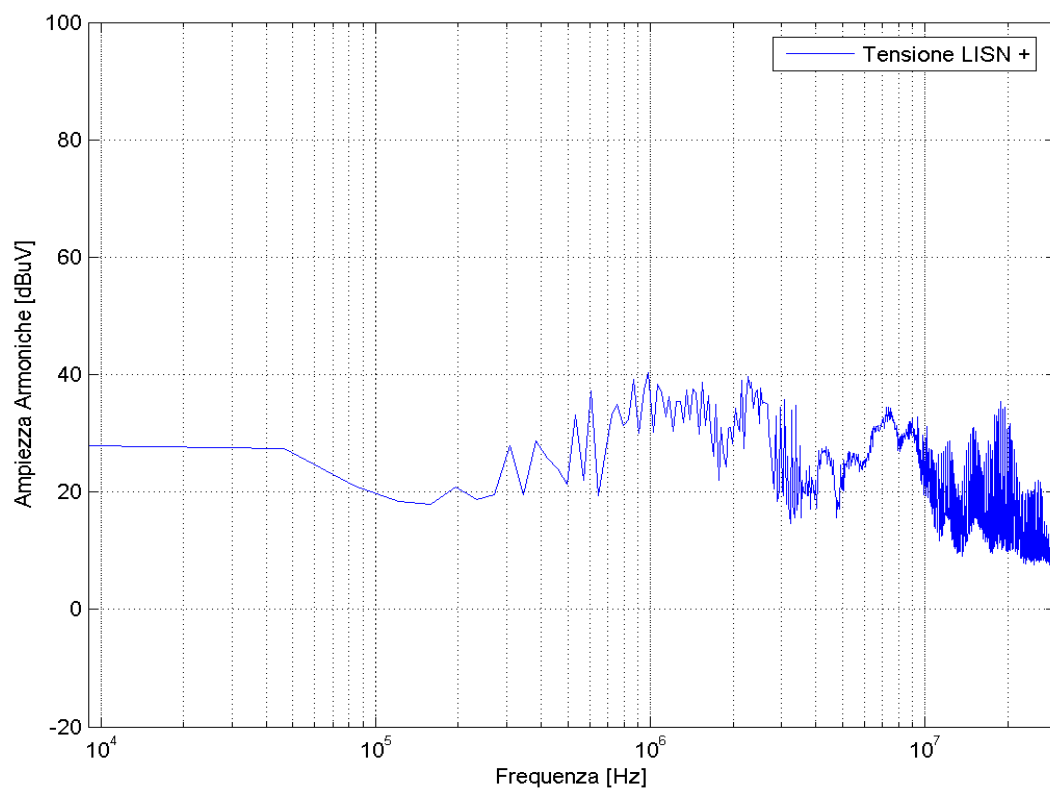


Figura 126 Tensione misurata sulla LISN+ con convertitore alimentato e drive off.

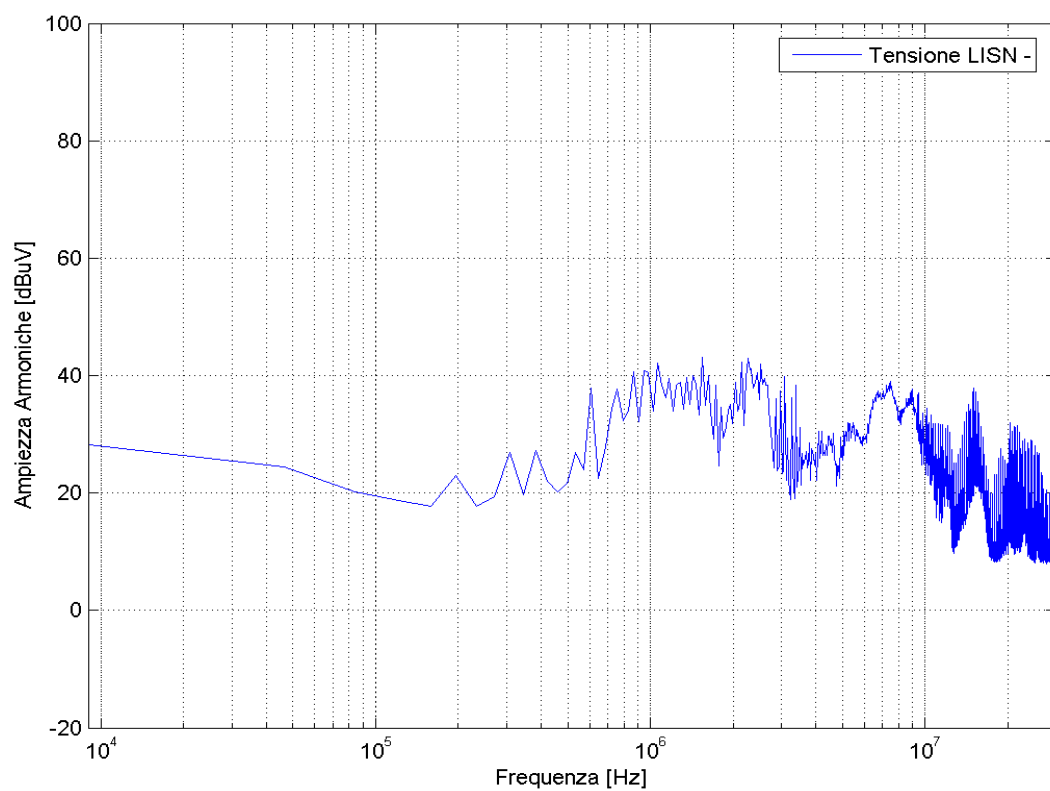


Figura 127 Tensione misurata sulla LISN- con convertitore alimentato e drive off.

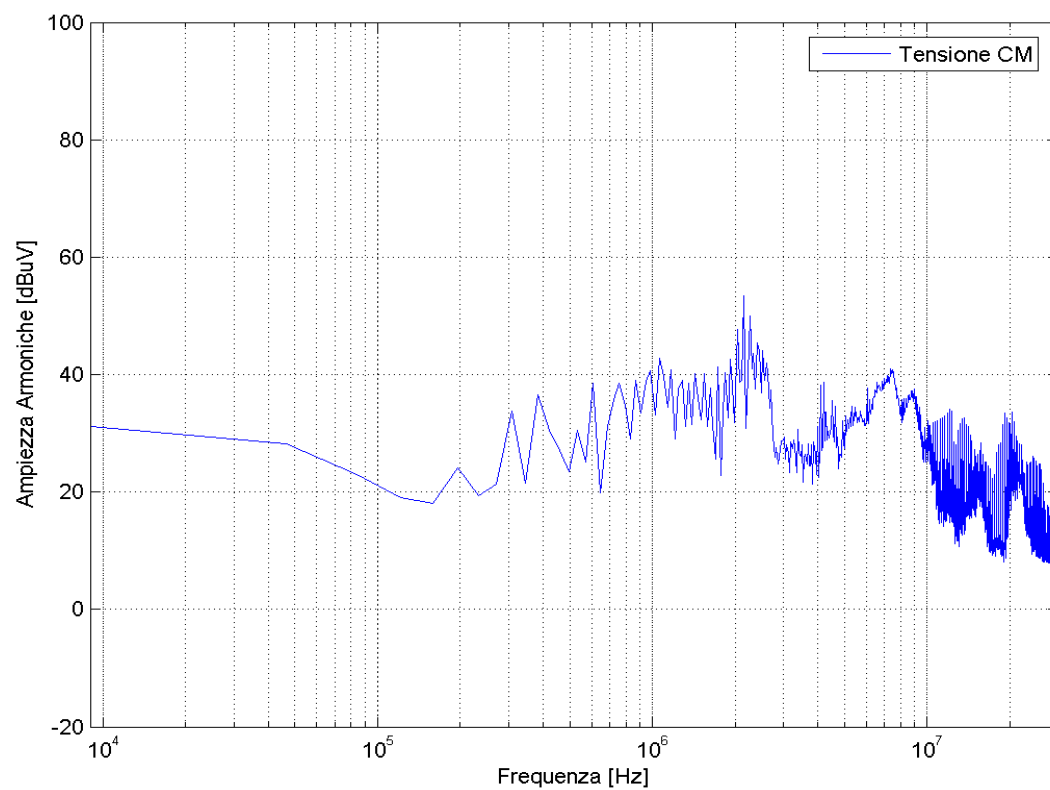


Figura 128 Tensione CM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

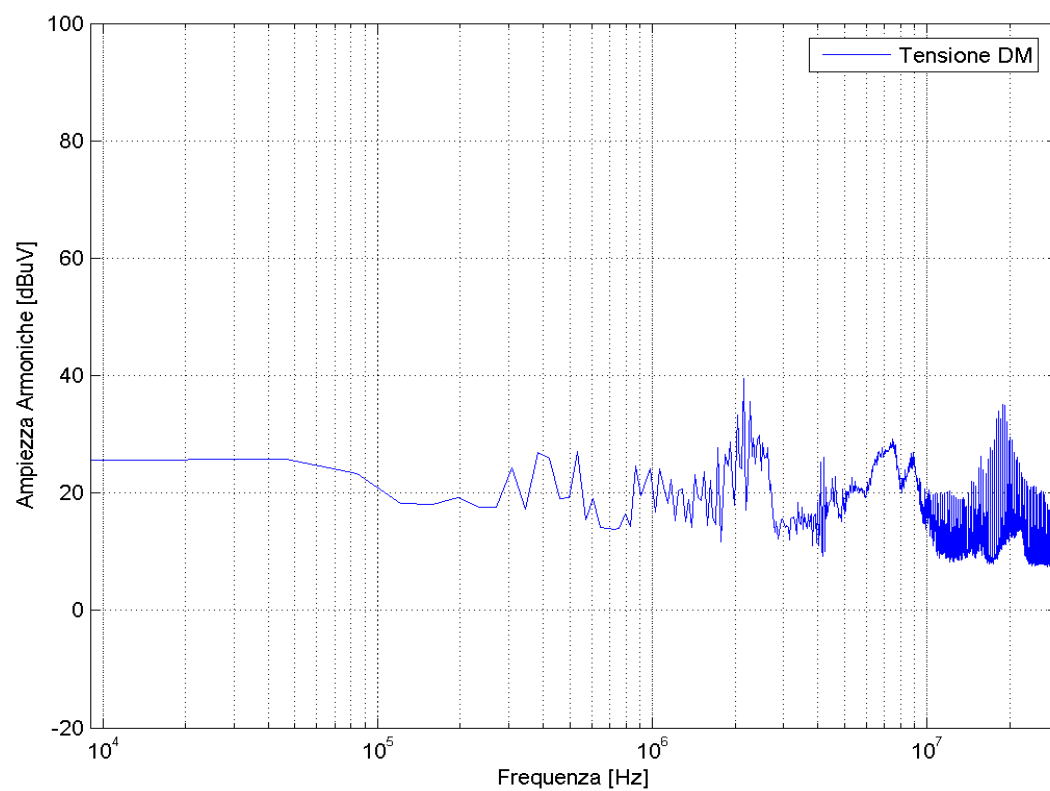


Figura 129 Tensione DM misurata sulle LISN con convertitore alimentato e drive off.

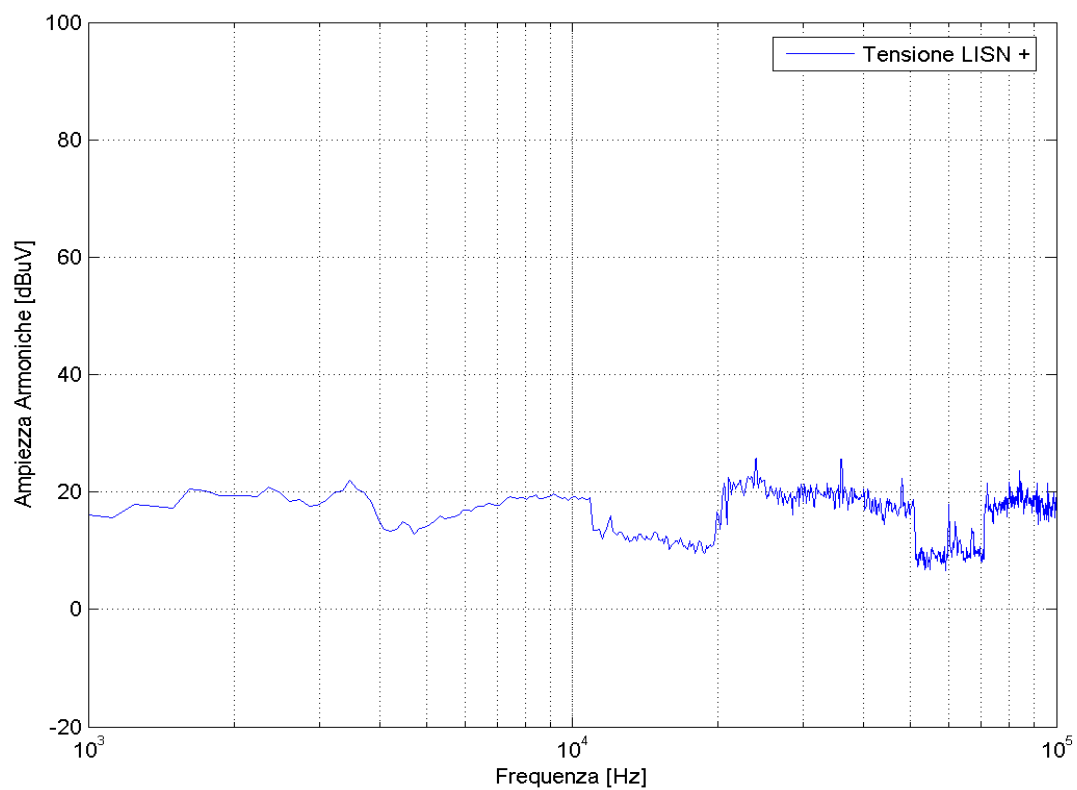


Figura 130 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

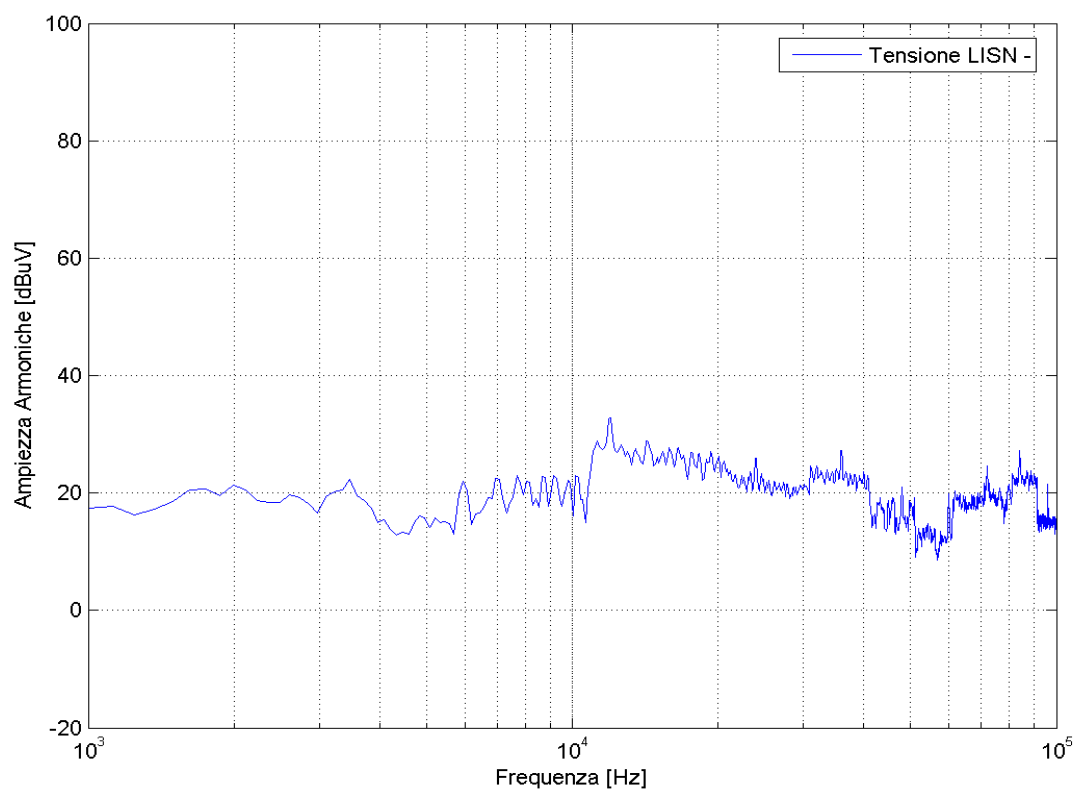


Figura 131 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

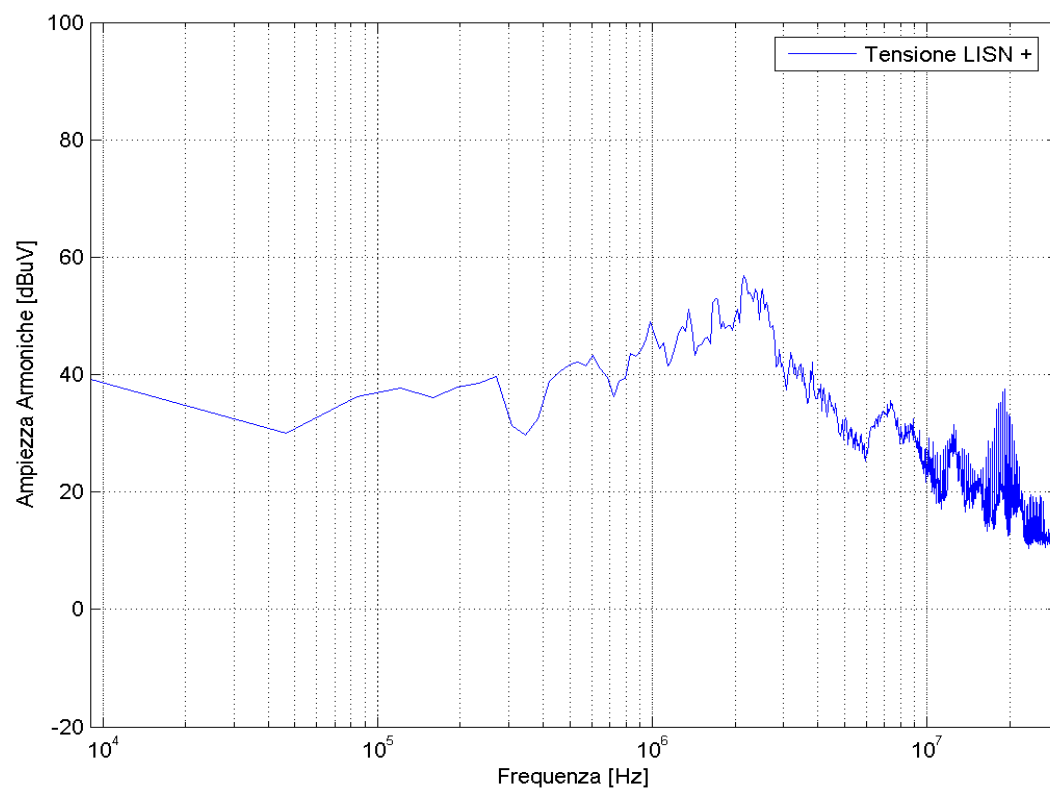


Figura 132 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

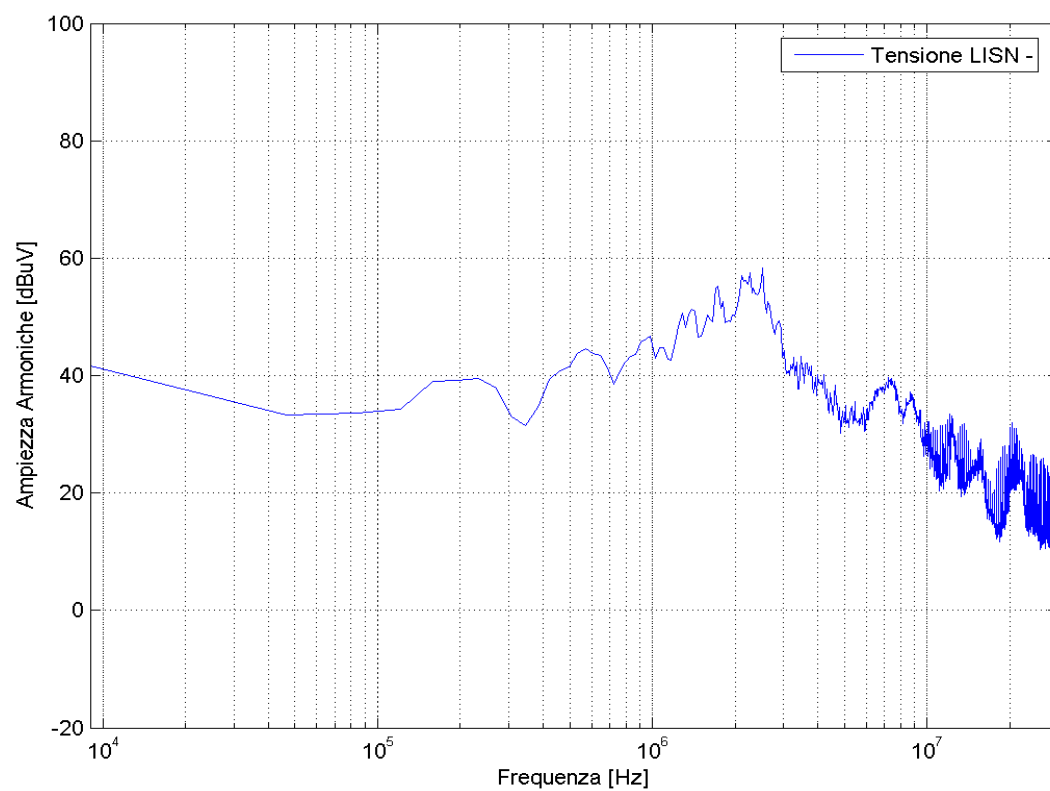


Figura 133 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

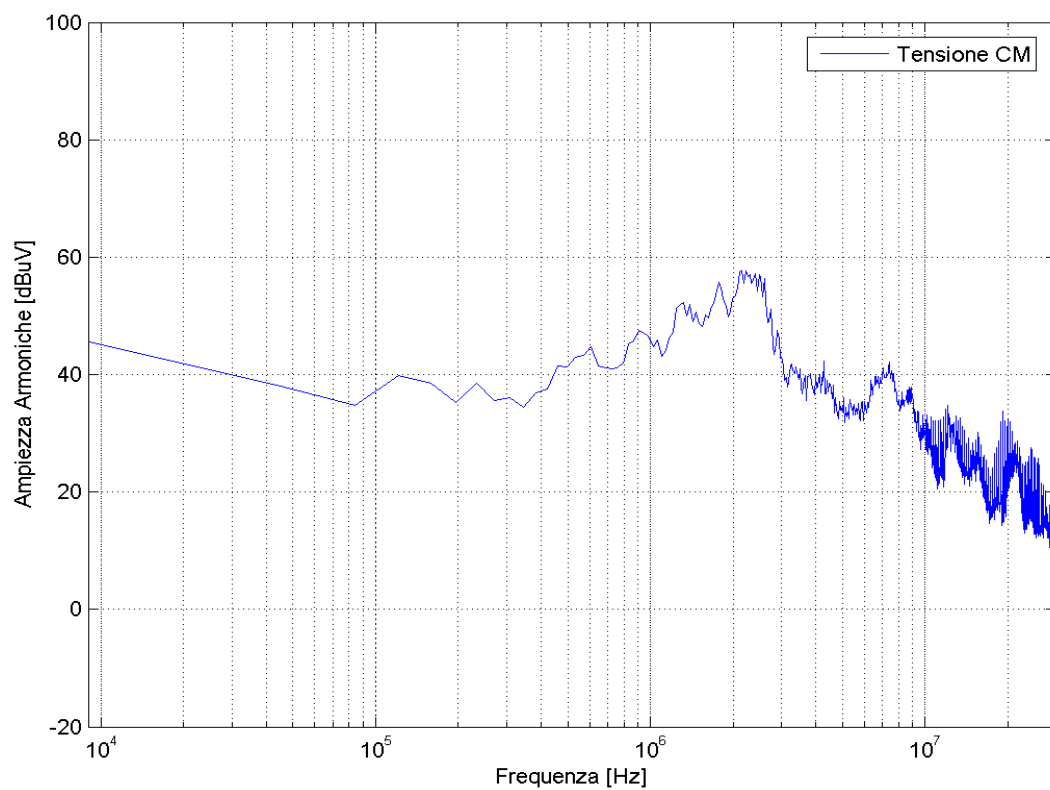


Figura 134 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

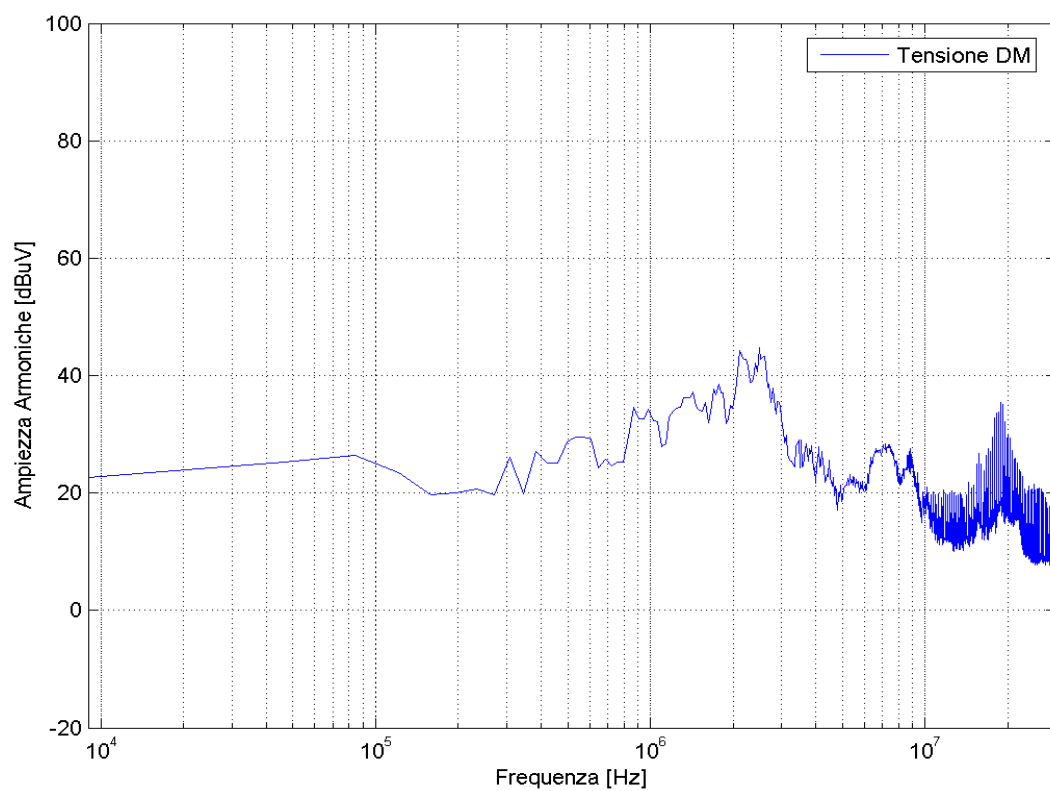


Figura 135 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico nulla e PWM1.

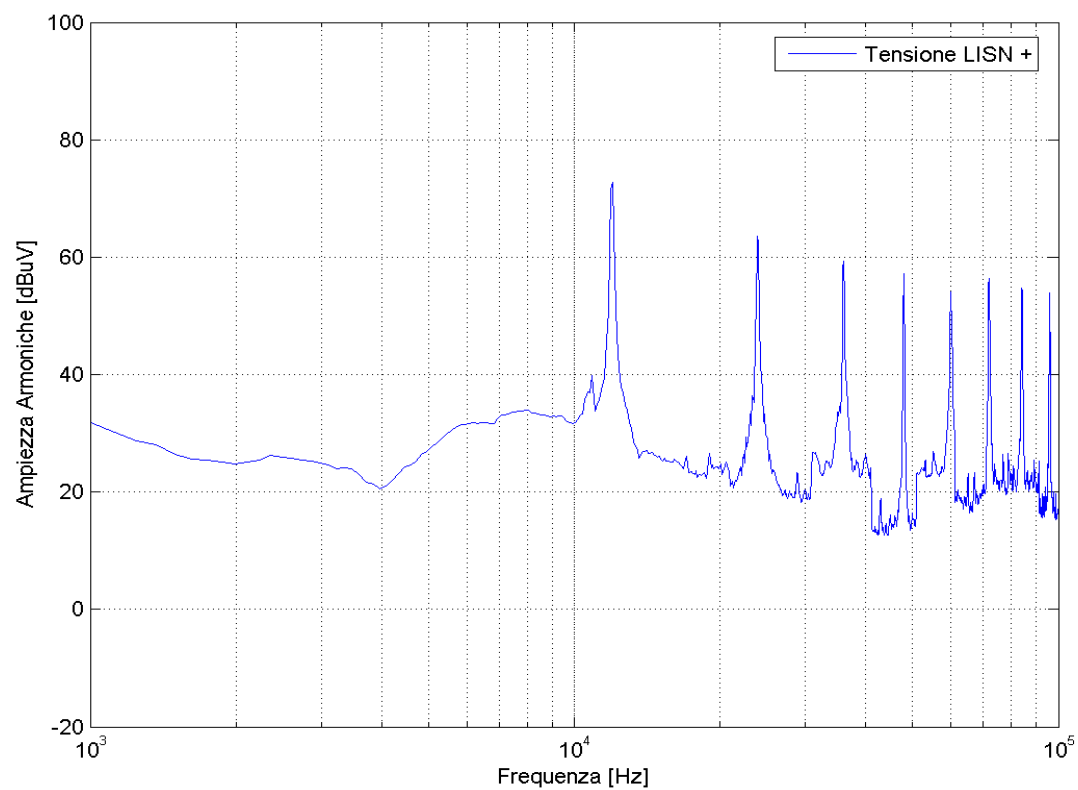


Figura 136 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

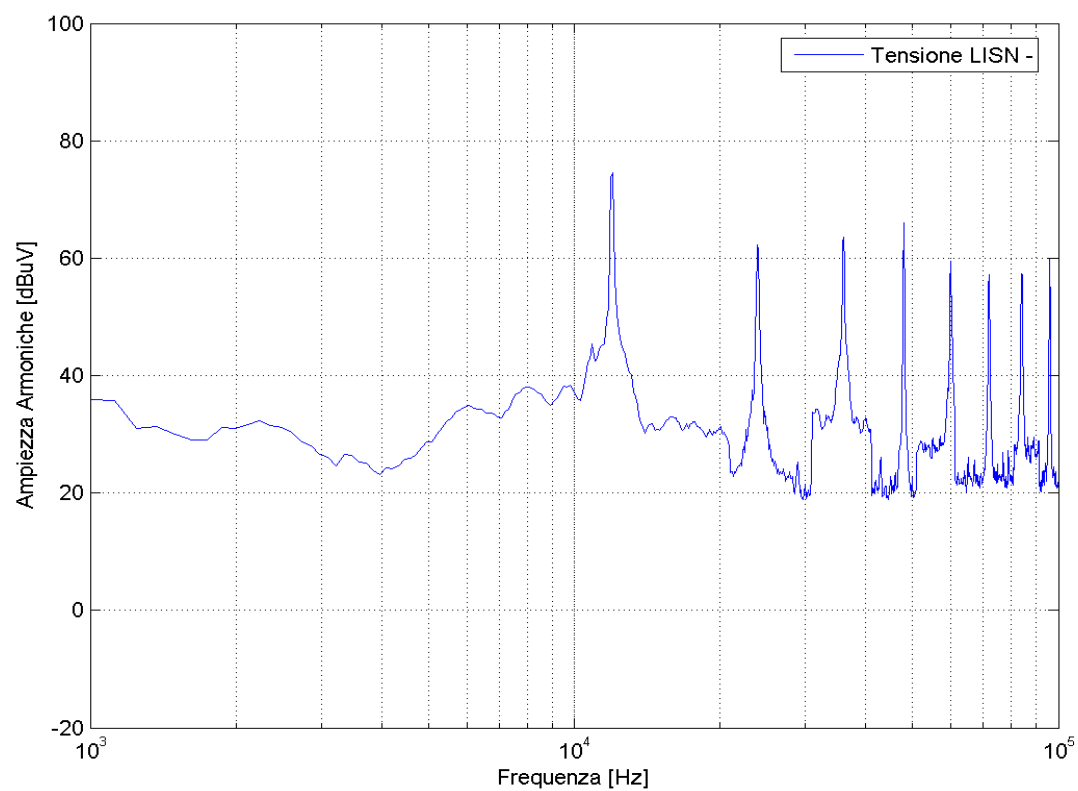


Figura 137 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

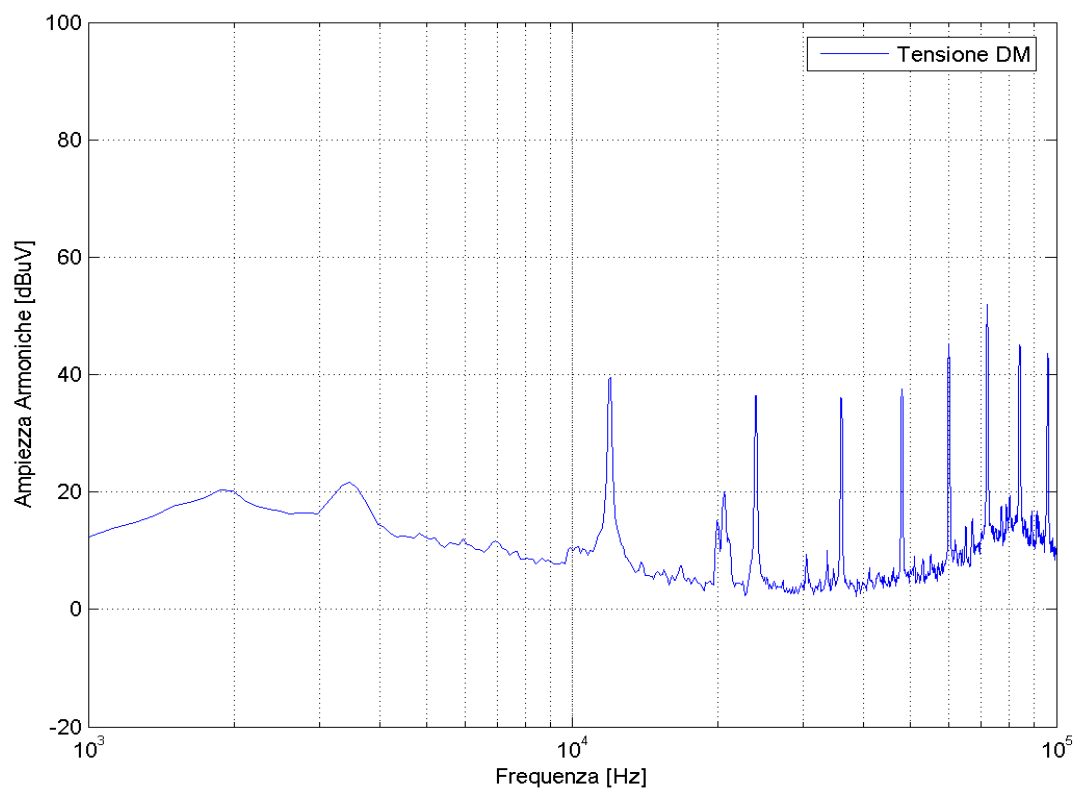


Figura 138 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

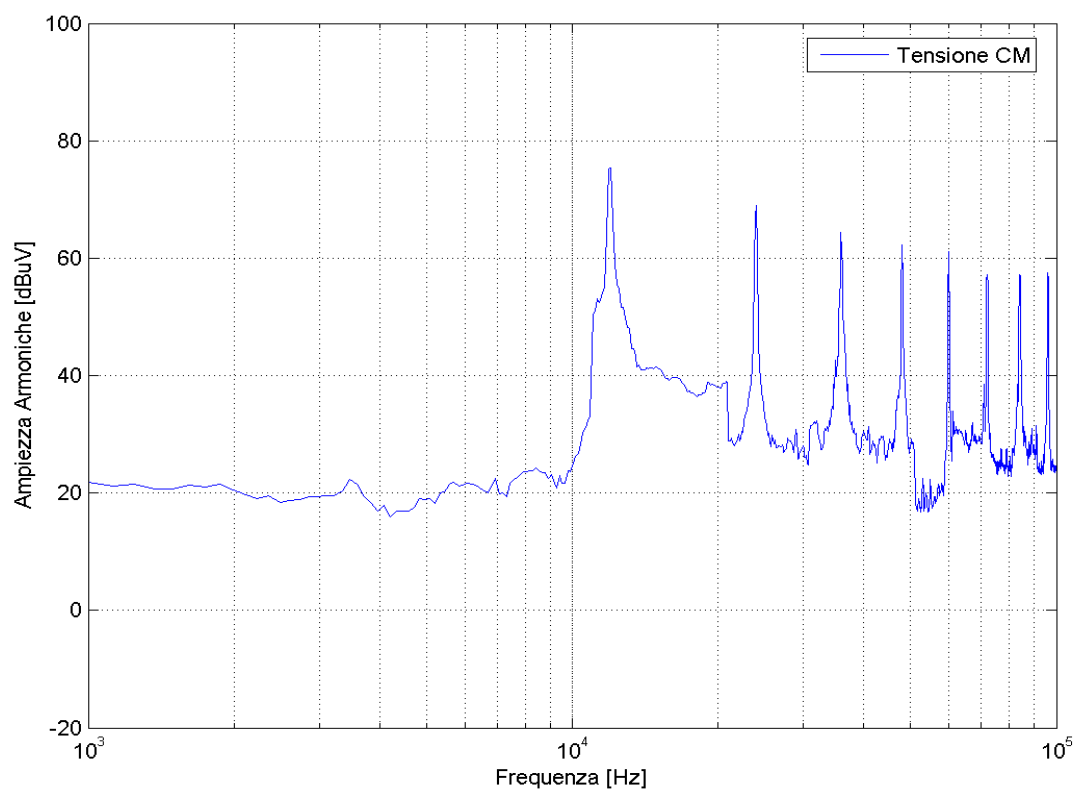


Figura 139 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

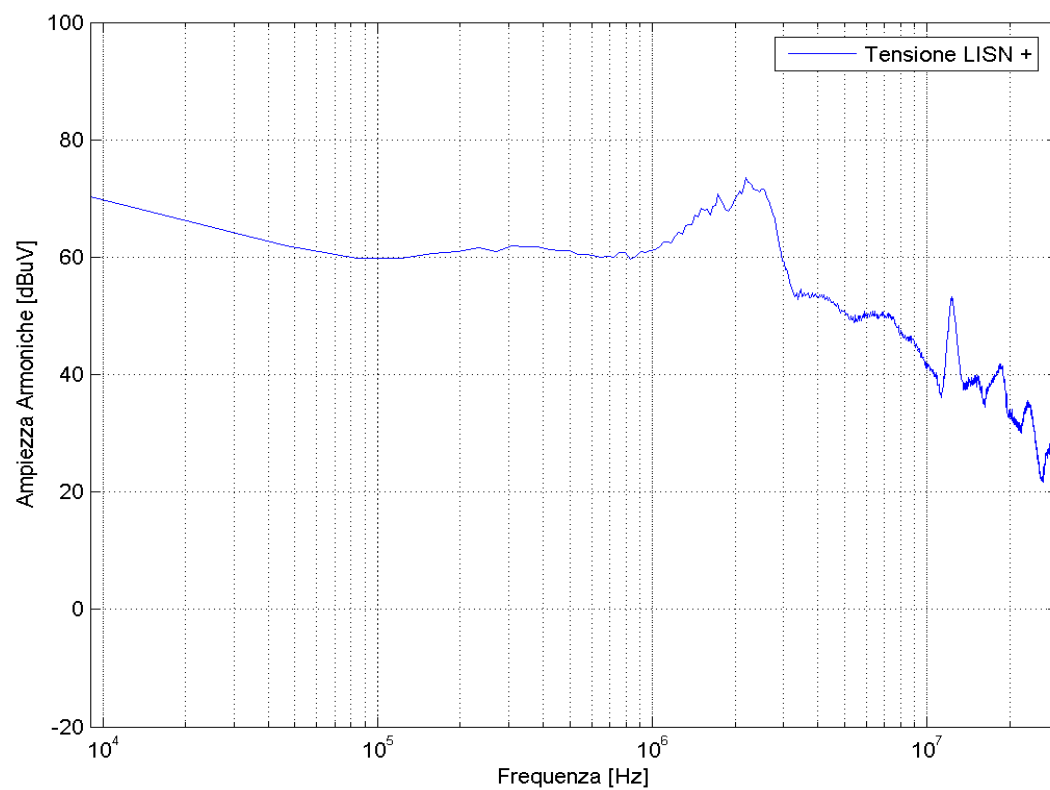


Figura 140 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

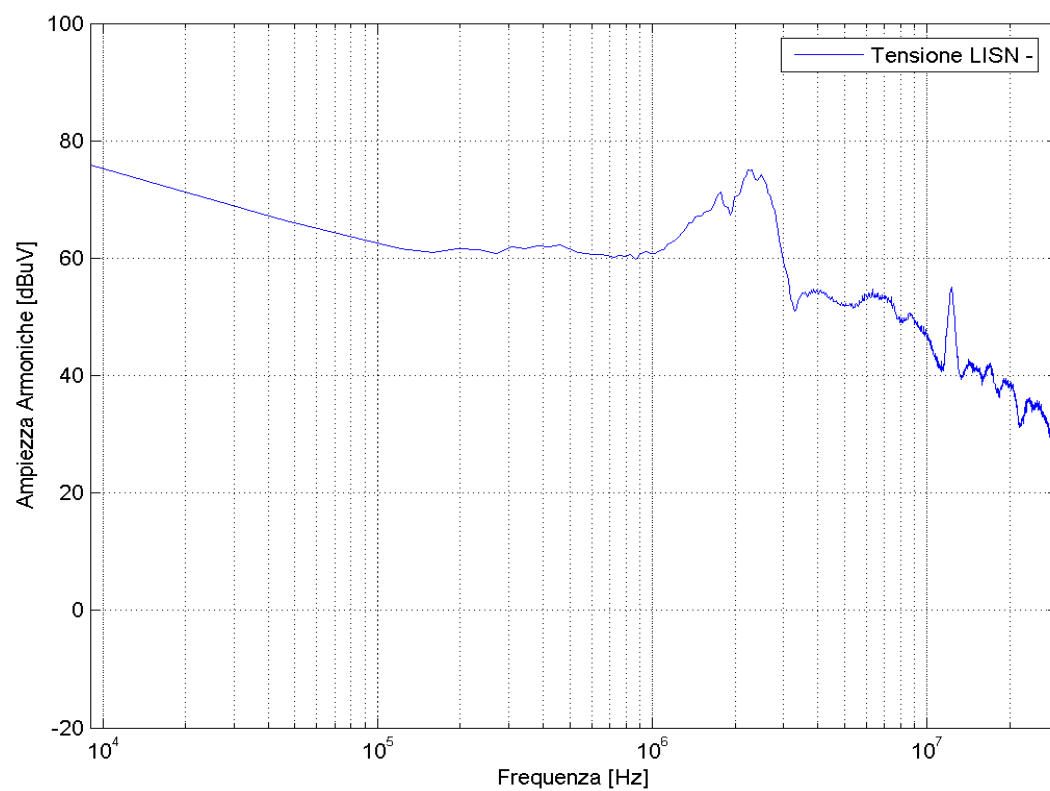


Figura 141 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

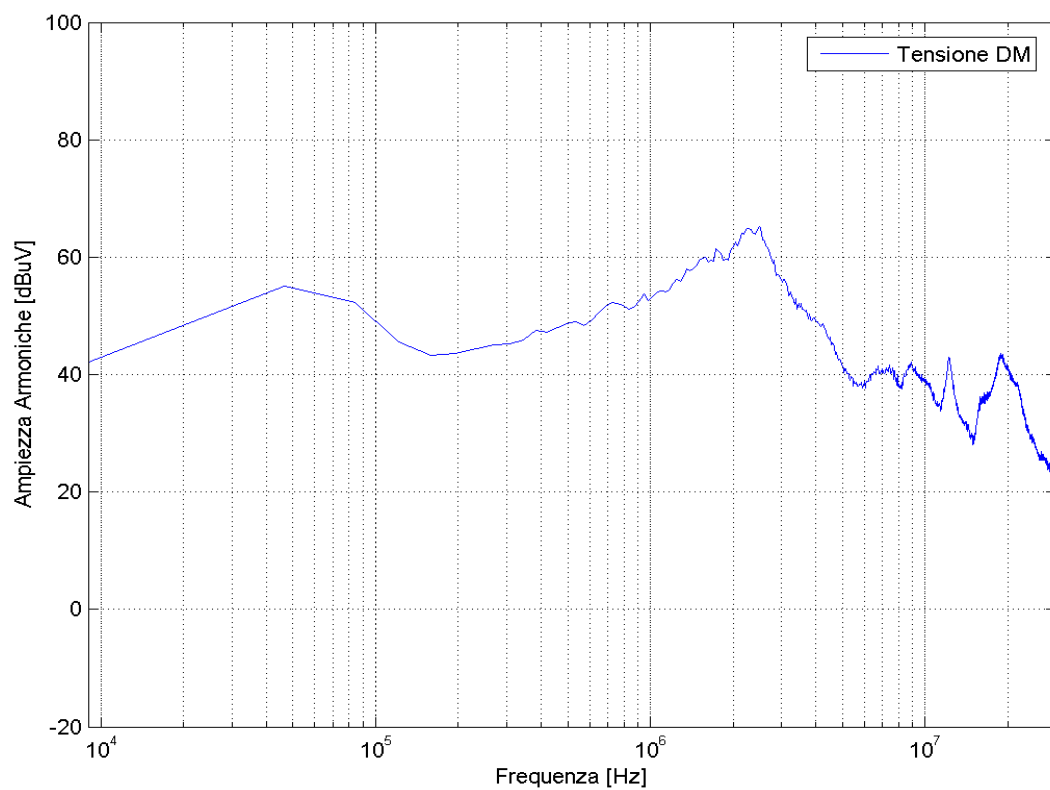


Figura 142 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

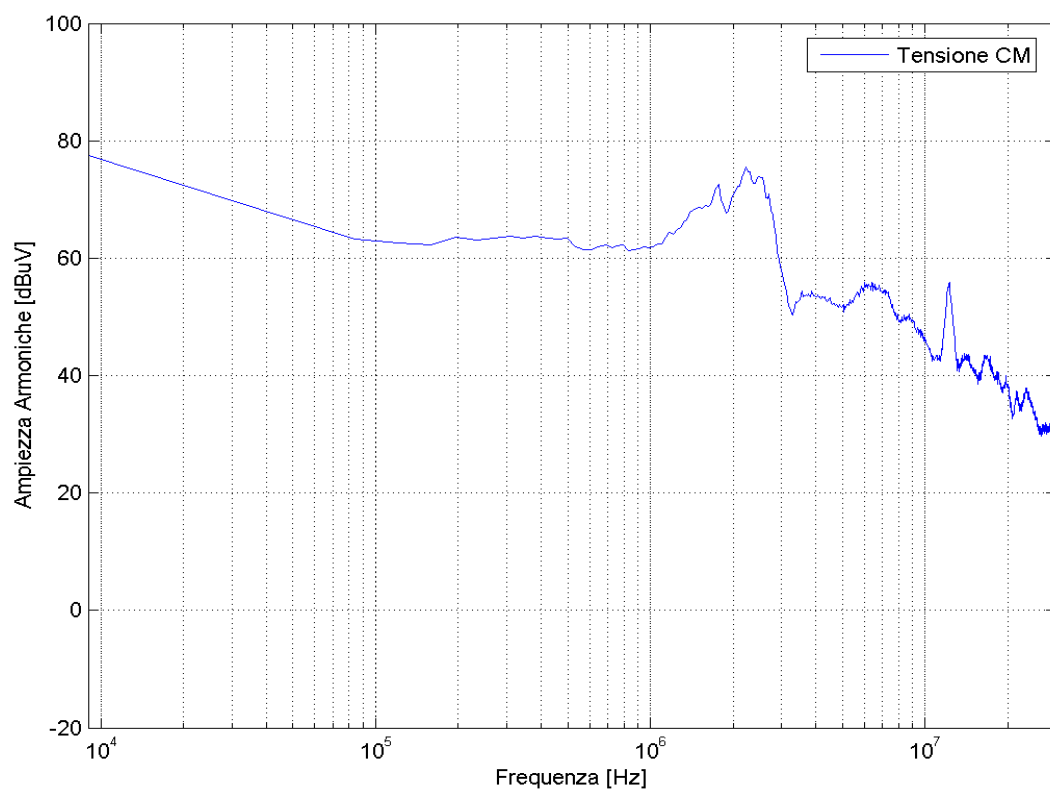


Figura 143 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

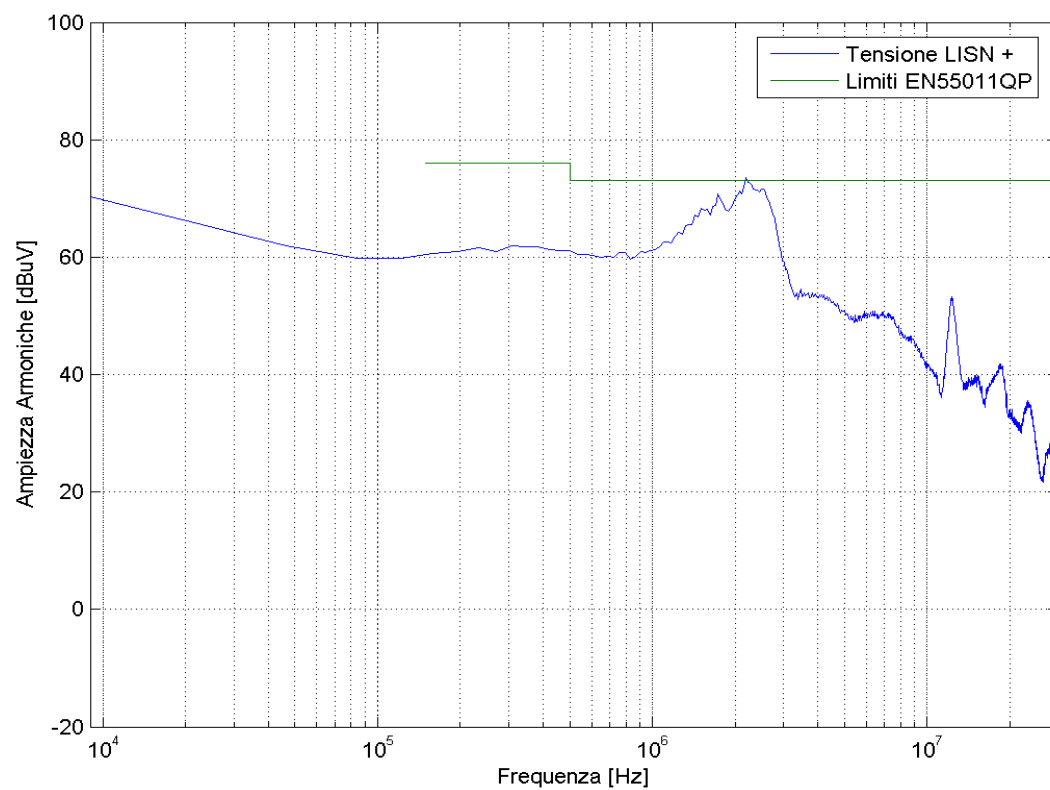


Figura 144 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

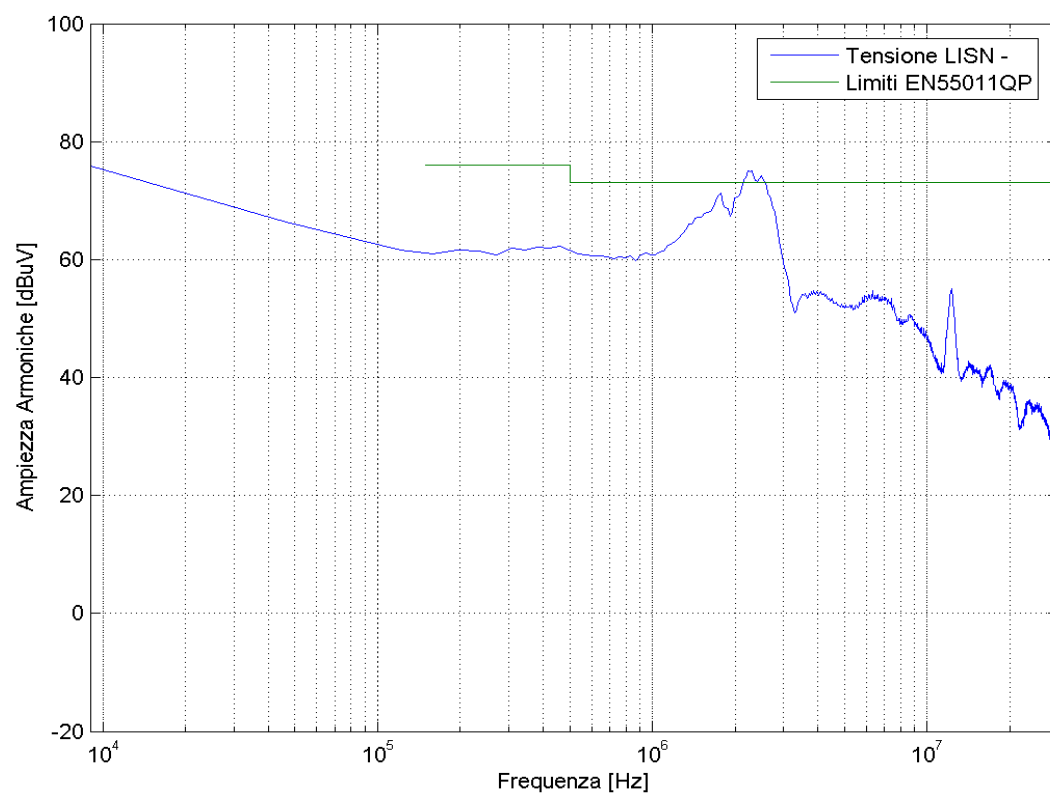


Figura 145 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM1.

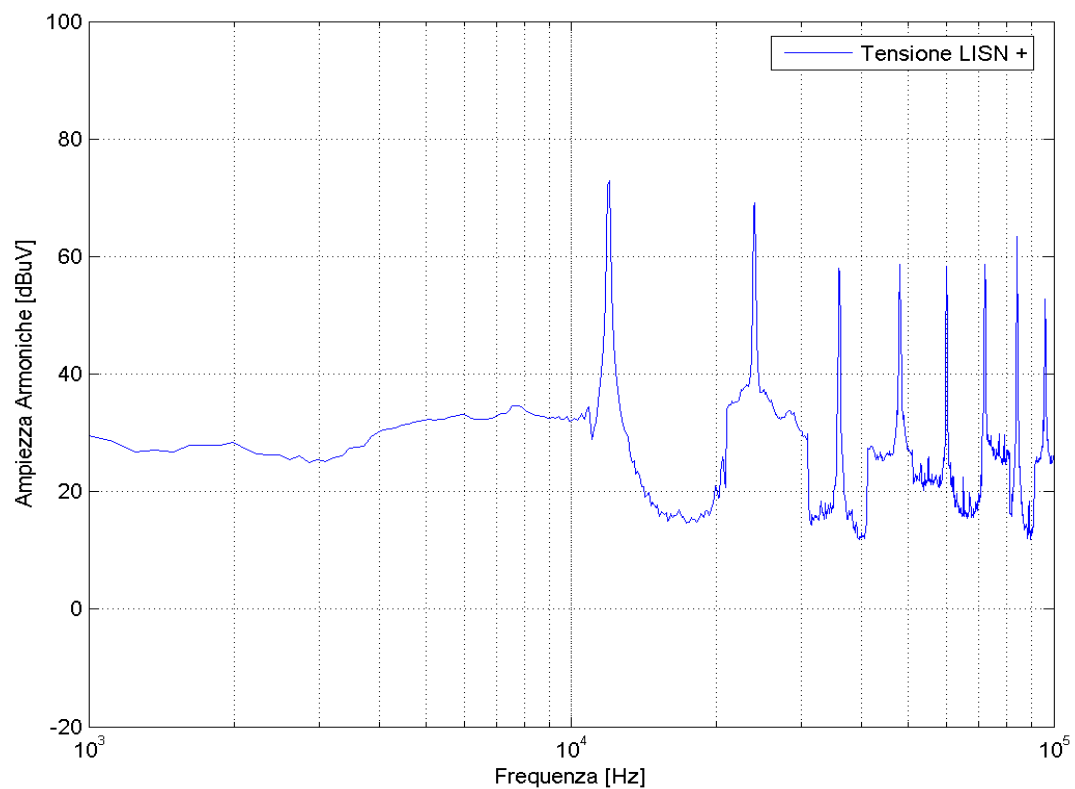


Figura 146 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

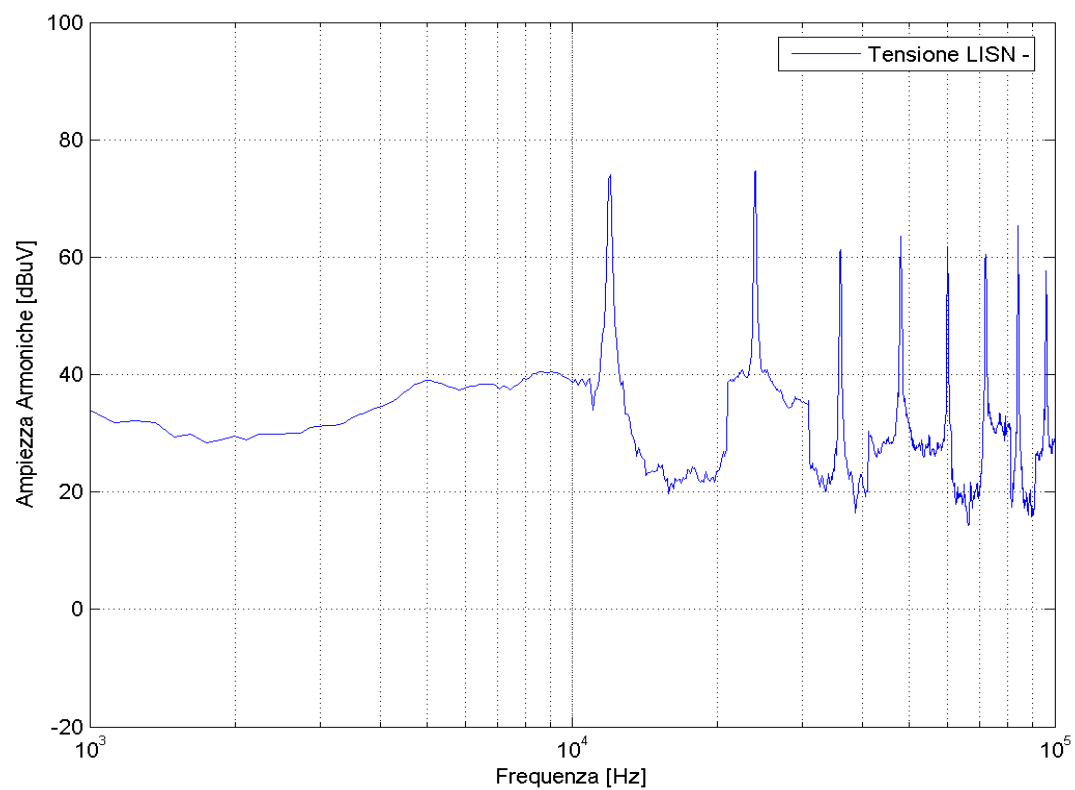


Figura 147 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

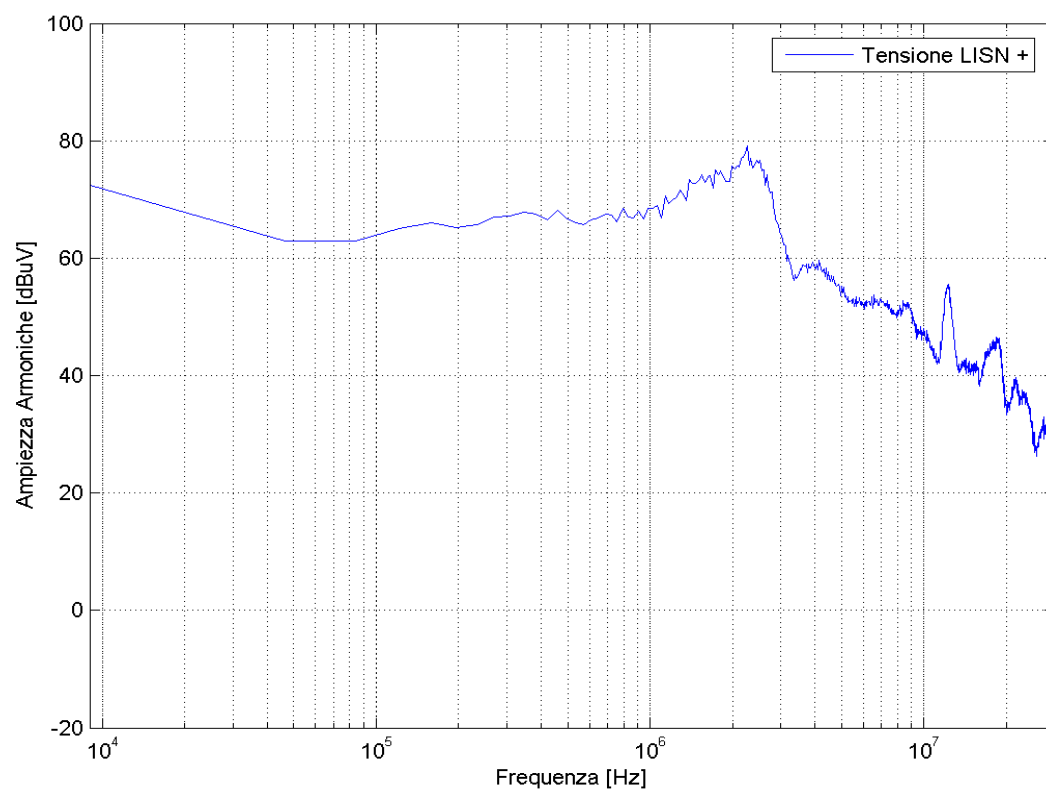


Figura 148 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

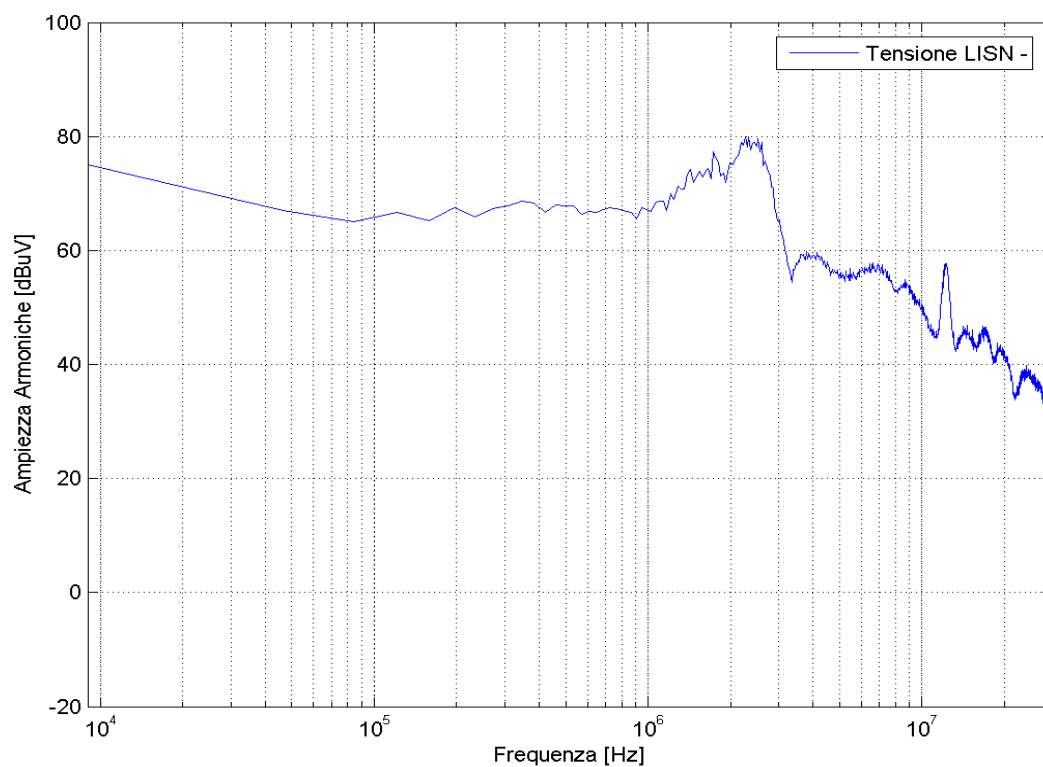


Figura 149 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

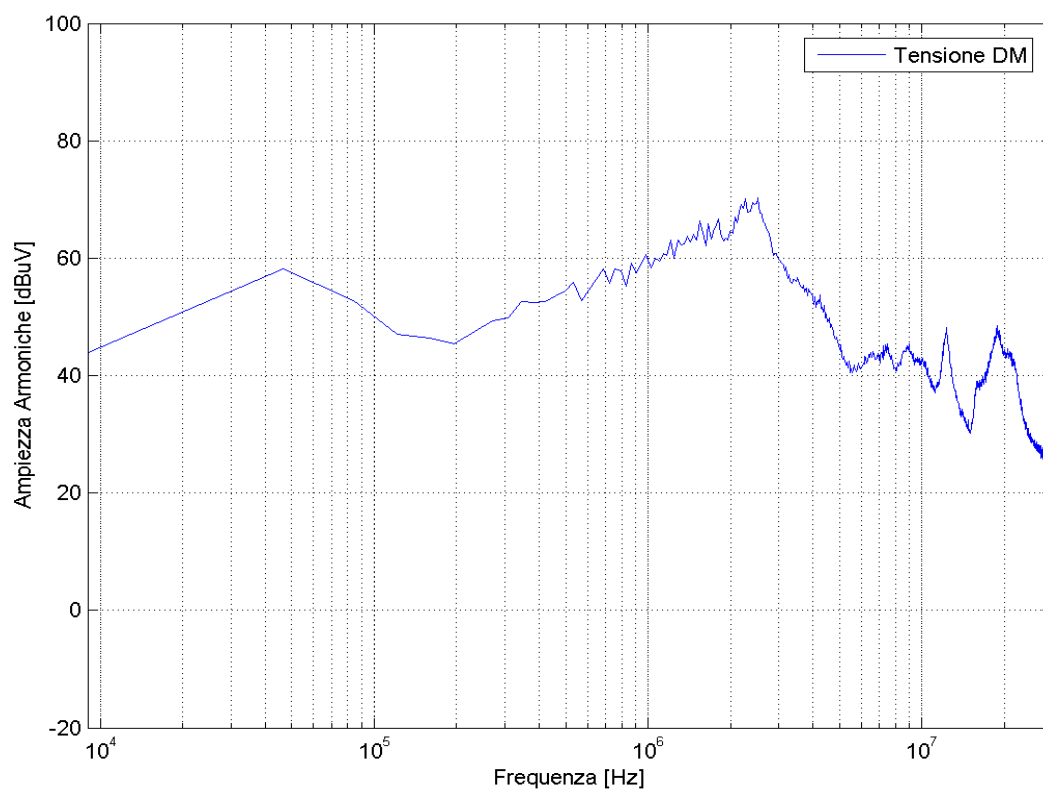


Figura 150 Tensione DM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

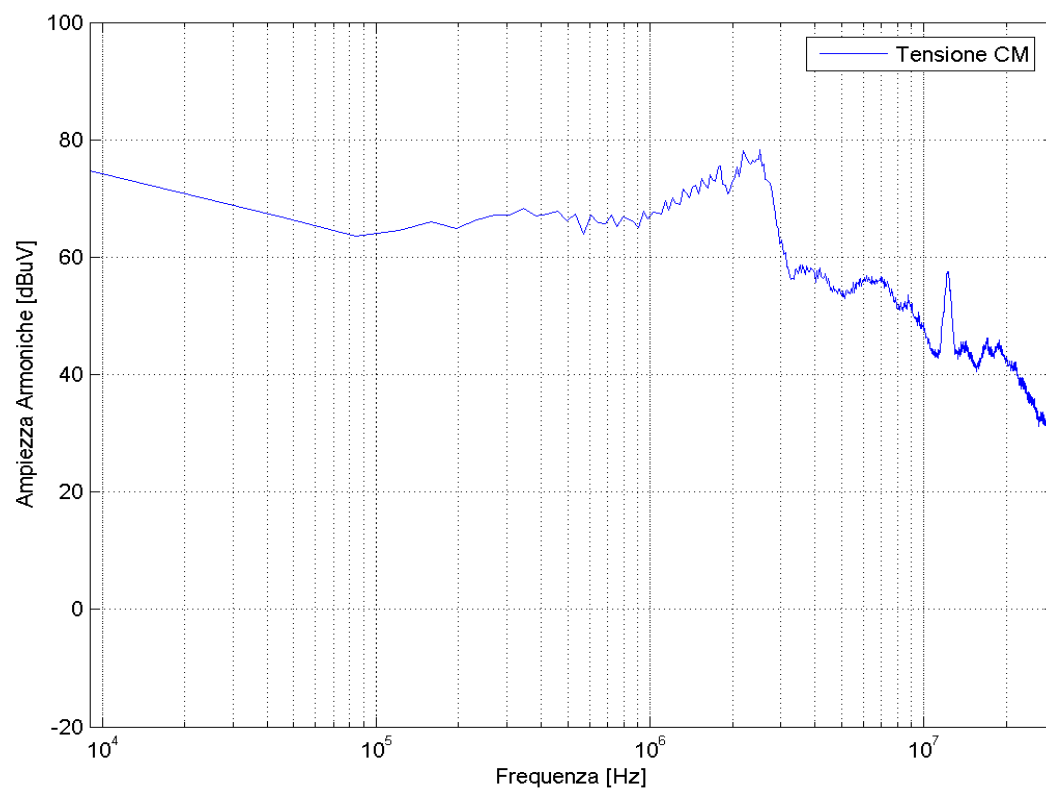


Figura 151 Tensione CM misurata sulle LISN, drive on, corrente sul carico 5 A e PWM2.

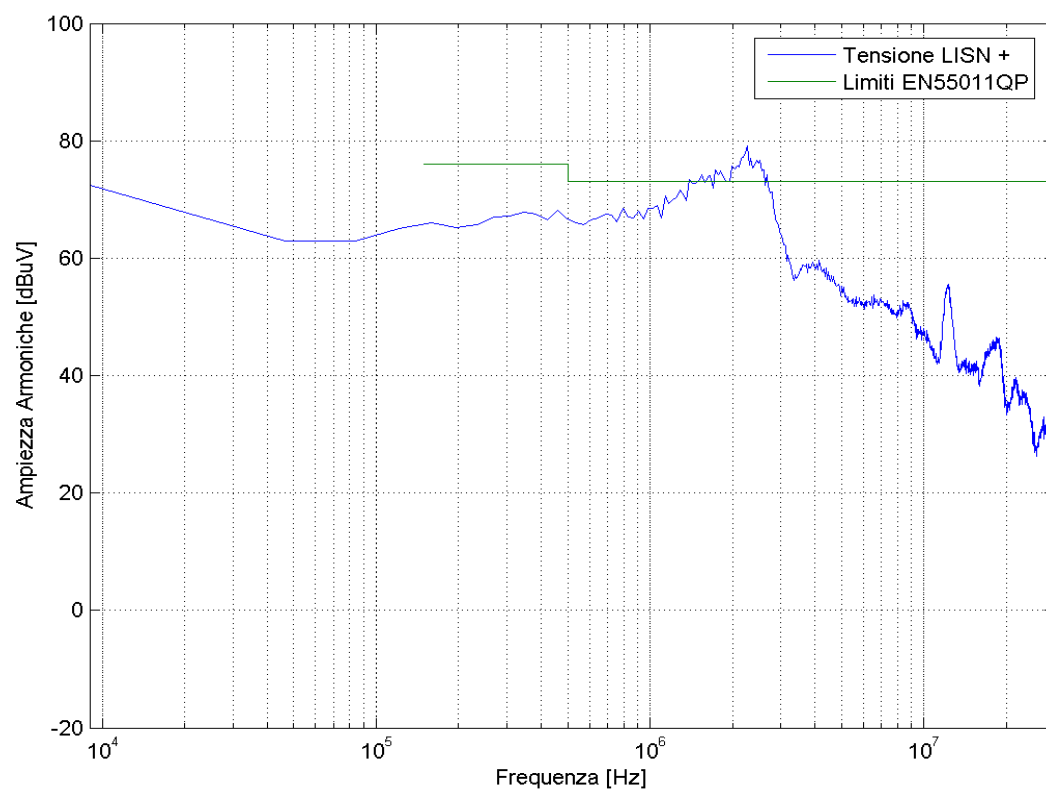


Figura 152 Tensione misurata sulla LISN+, drive on, corrente sul carico 5 A, PWM2 e limiti EN55011QP.

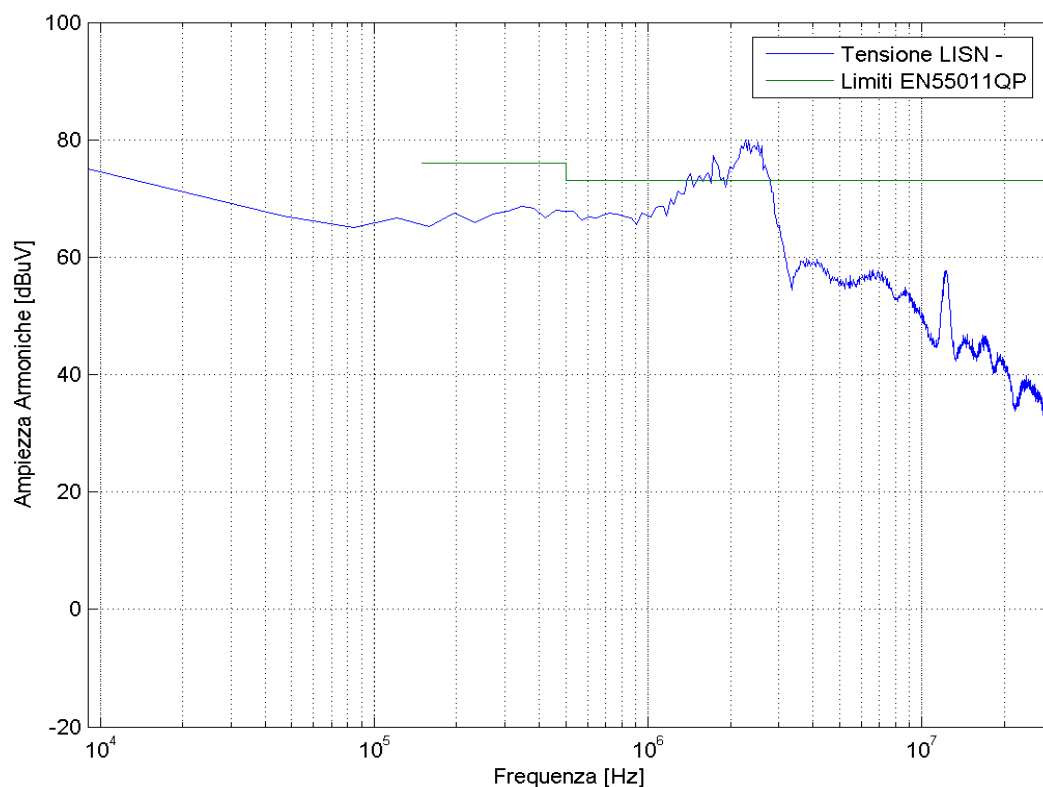


Figura 153 Tensione misurata sulla LISN-, drive on, corrente sul carico 5 A, PWM2 e limiti EN55011QP.

6.4 Commenti sulle prove nel dominio del tempo

In Figura 154, in Figura 156 e in Figura 158 è stato riportato il grafico nel dominio del tempo della tensione misurata sulla LISN+ in istanti di tempo differenti. Dalla console erano stati impostati i seguenti parametri:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- Mod = PWM1
- $I = 5 \text{ A}$

I segnale sono stati acquisiti per un periodo di $40 \mu\text{s}$ cioè pari a circa mezzo periodo di commutazione e in Figura 155, in Figura 157 e in Figura 159 ne sono riportate le loro rispettive Trasformate Wavelet. La Trasformata Wavelet permette di studiare su di un grafico tempo-frequenza l'andamento in frequenza nel tempo di un segnale, conoscendo di quest'ultimo l'andamento temporale.

Guardando quest'ultimi grafici si nota molto bene che sono stati acquisiti in tempi differenti, infatti facendo attenzione alla differenza di tempo tra una chiusura e l'apertura successiva del mosfet si nota che nella prima coppia di grafici la differenza è circa $5\text{ }\mu\text{s}$, nella seconda $10\text{ }\mu\text{s}$ e nelle terza $25\text{ }\mu\text{s}$, ciò equivale anche a dire che la prima coppia si riferisce al primo tratto crescente della tensione sinusoidale sul carico, la seconda sempre al tratto crescente ma di ampiezza maggiore rispetto la precedente e il terzo si riferisce alla tensione sinusoidale vicino al valore massimo. Grazie alla Trasformata Wavelet anche nei grafici di Figura 155, Figura 157 e Figura 159 si ritrova la fondamentale con frequenza 2 MHz .

In Figura 160 e in Figura 162 sono riportati i risultati delle acquisizioni nel dominio del tempo dei disturbi rispettivamente CM e DM e in Figura 161 e in Figura 163 le relative Trasformate Wavelet; anche in questo caso ritroviamo l'armonica dominante a 2 MHz e anche con questo tipo di analisi si vede molto bene che il disturbo ha come componente dominante quella di modo comune e l'ampiezza è maggiore nella fase di apertura del mosfet.

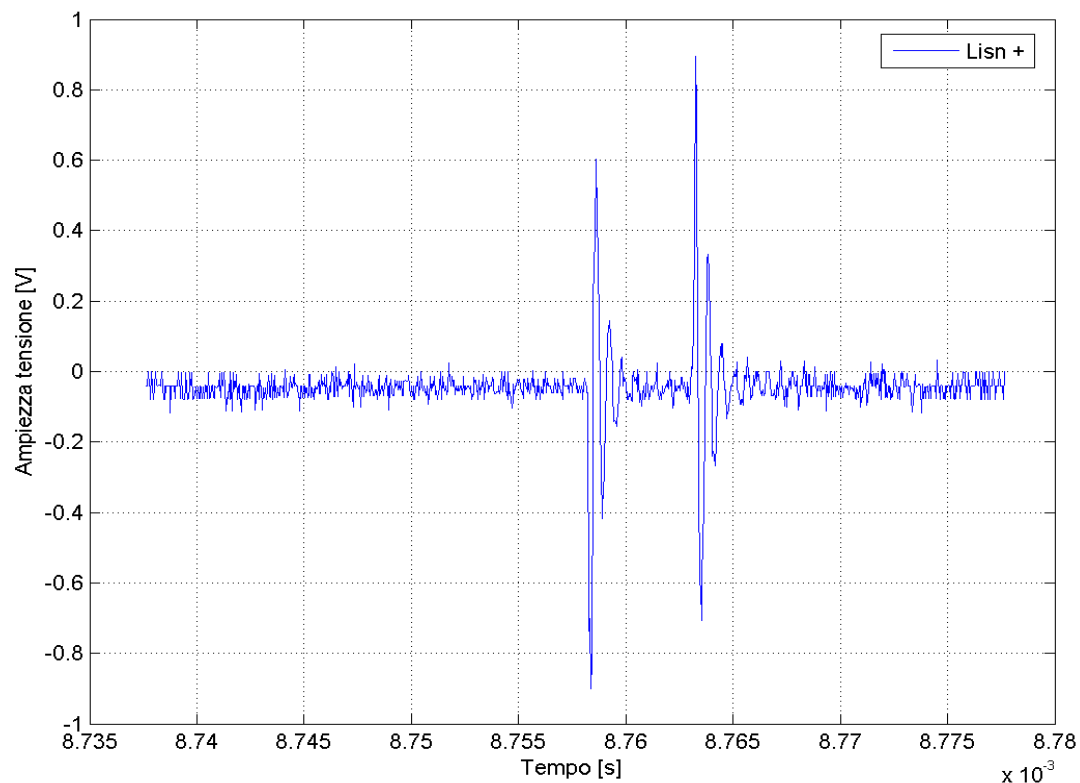


Figura 154 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.

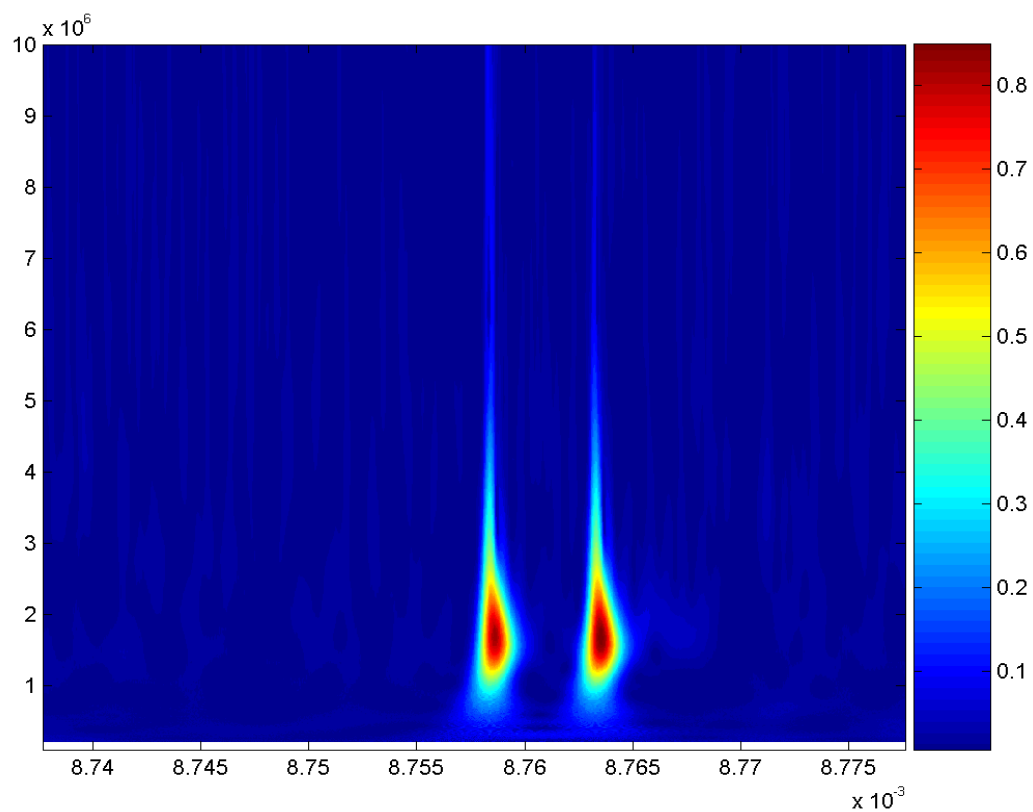


Figura 155 Trasformata Wavelet del segnale precedente.

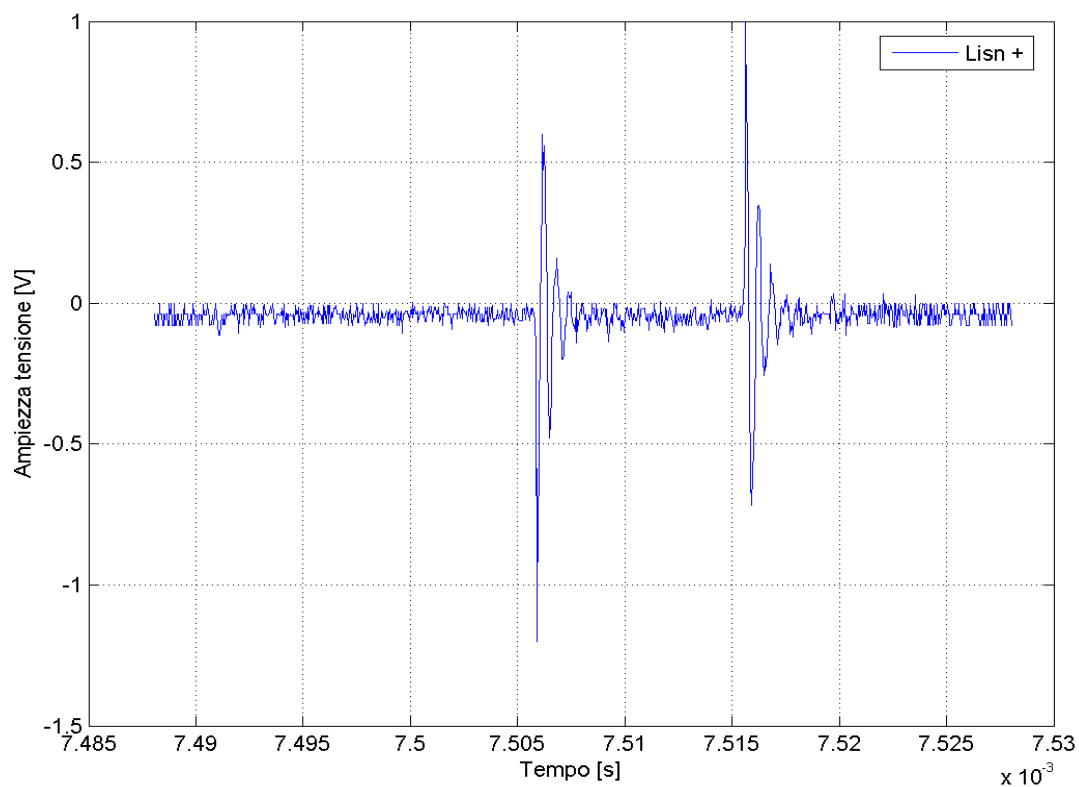


Figura 156 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.

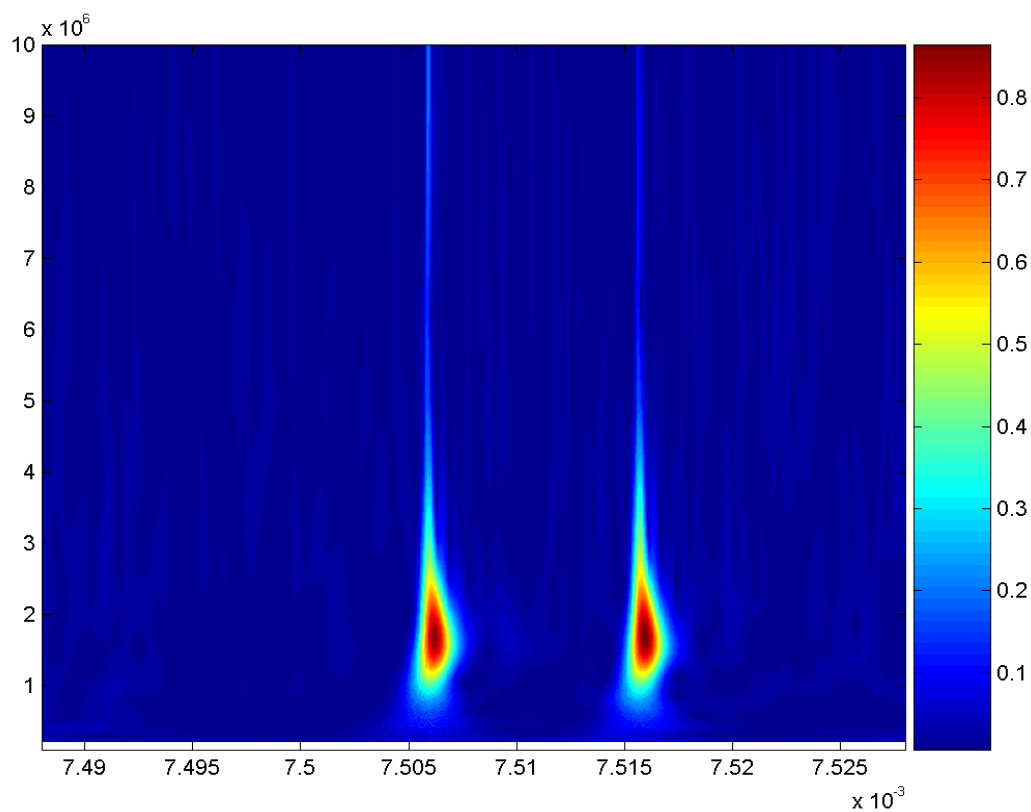


Figura 157 Trasformata Wavelet del segnale precedente.

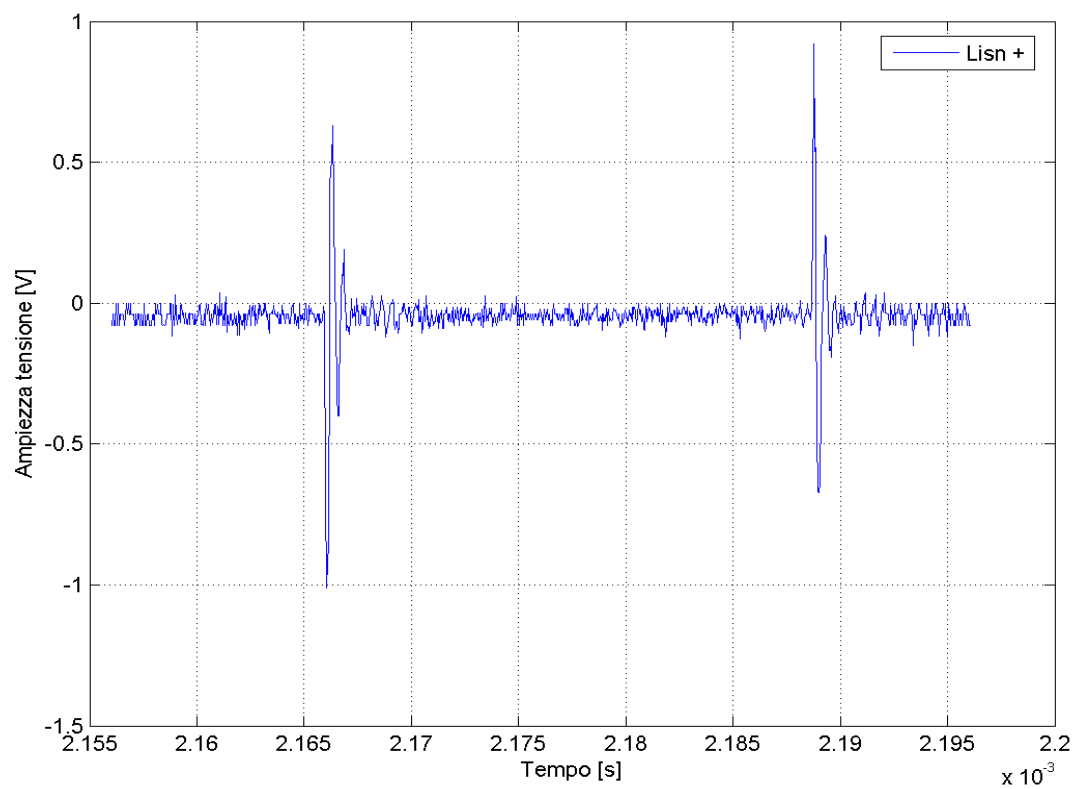


Figura 158 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet sulla LISN+.

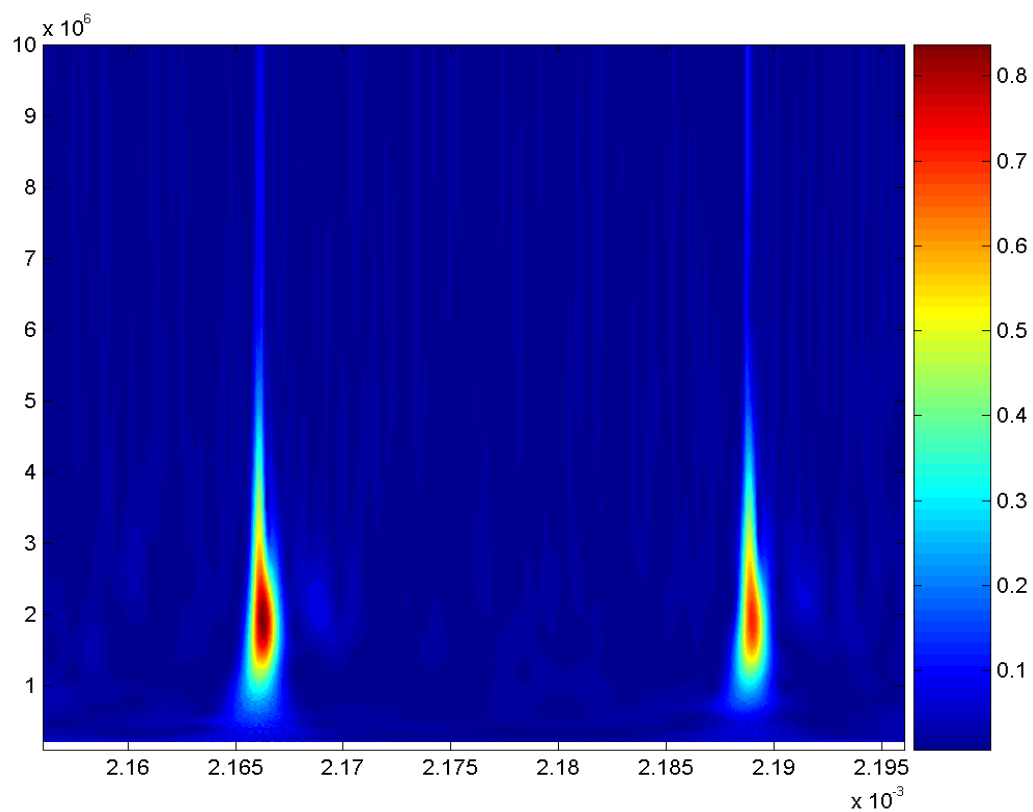


Figura 159 Trasformata Wavelet del segnale precedente.

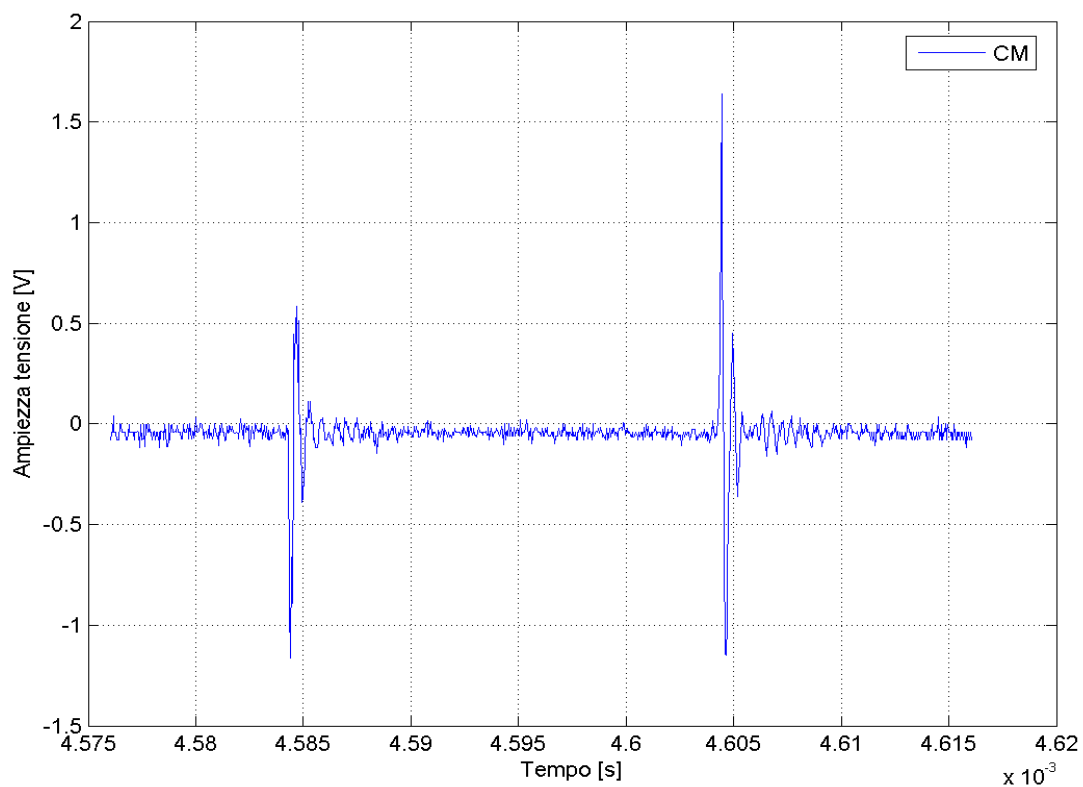


Figura 160 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet di tipo CM.

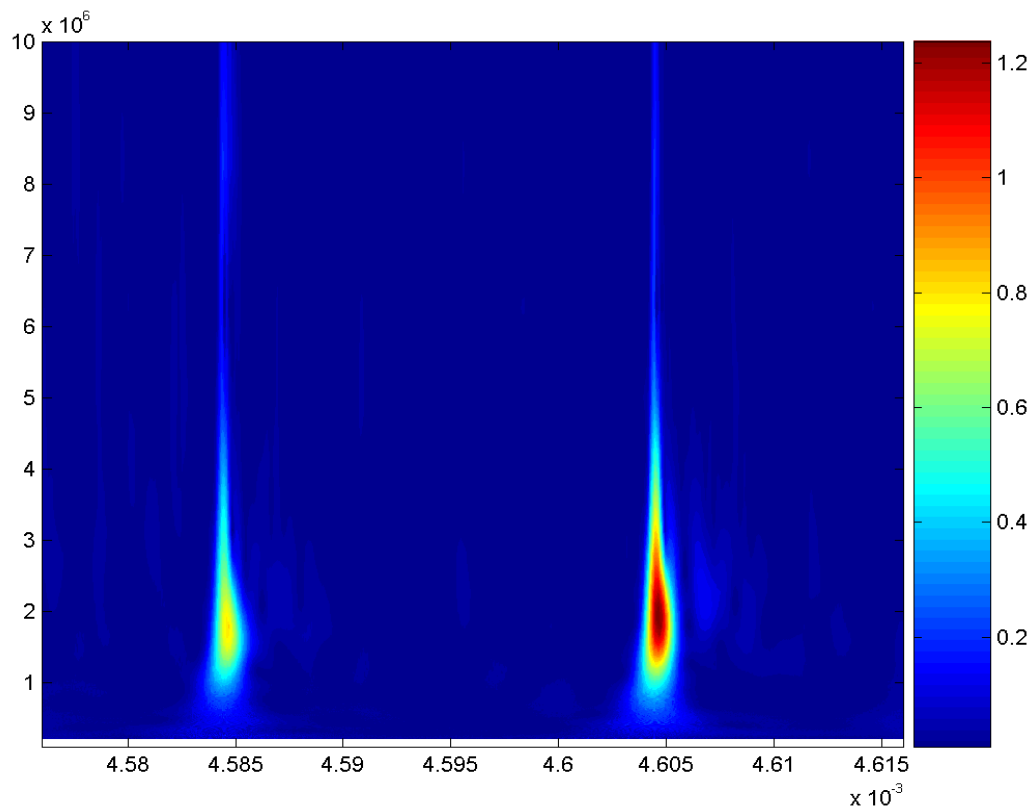


Figura 161 Trasformata Wavelet del segnale precedente.

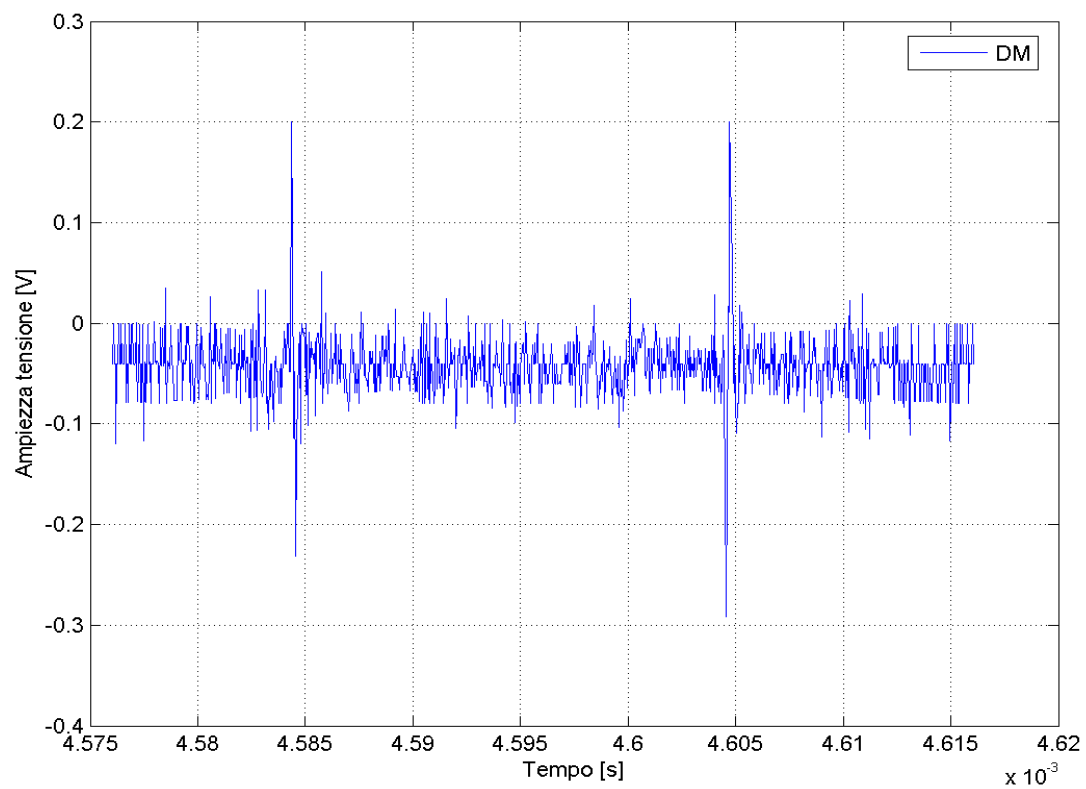


Figura 162 Acquisizione del dominio del tempo di un transitorio on/off di un mosfet di tipo DM.

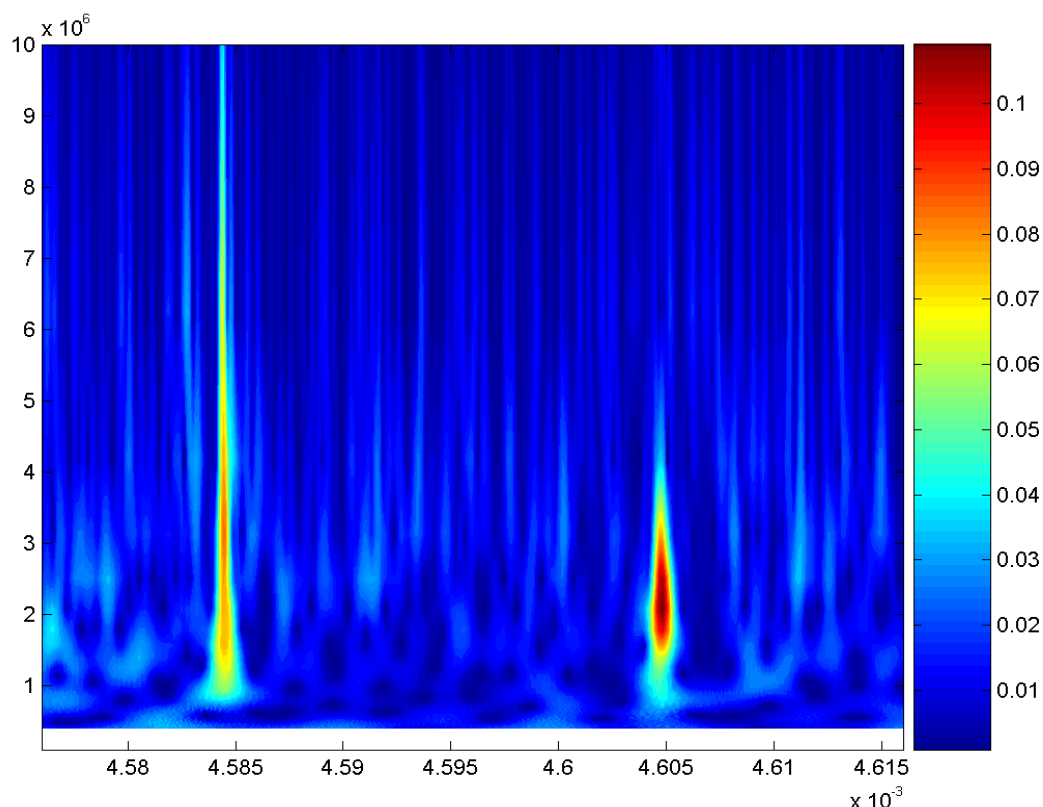


Figura 163 Trasformata Wavelet del segnale precedente.

6.5 Conclusioni

Guardando i risultati di quest'ultimo capitolo si può affermare che la costruzione dell'alimentatore lineare e il suo utilizzo per alimentare la scheda di controllo è stata una scelta importante per quanto riguarda la riduzione del rumore generato dal circuito di controllo. Mettendo a confronto le misure effettuate sul rumore di fondo con quelle misurate in modalità "Drive off" abbiamo notato solo un leggero aumento nell'ampiezza delle armoniche.

Per quanto riguarda le misure effettuate in configurazione PWM1 5 A, il convertitore avrebbe superato una prova di conformità; questo non è invece vero per la modalità PWM2 5 A.

Le misure effettuate in questo capitolo mostrano chiaramente che la causa principale di disturbo nel convertitore sono i rami di potenza del convertitore DC/AC e che la trasformata Wavelet rappresenta uno strumento utile per capire

come la commutazione del mosfet possa generare disturbi di una certa entità e con un determinato spettro di frequenza.

Conclusioni

In questa Tesi di Laurea si sono effettuate numerose misure di compatibilità elettromagnetica sul convertitore statico DC/AC, in particolare sulle emissioni condotte generate dai rami di potenza. Tali rami producono un'elevato livello di emissioni condotte che potrebbero non far superare le prove di conformità previste dal CISPR 11 e obbligatorie per la commercializzazione dell'apparecchio nella comunità europea.

La finalità principale dello studio era quello di allestire un banco prova per la caratterizzazione delle emissioni condotte generate dal convertitore in funzione

della strategia di controllo; parte dell'attività di tesi è stata incentrata sull'esame dell'impiego delle trasformate wavelet a questo scopo.

Le misurazioni riportate sono misure di emissioni condotte effettuate con le LISN. Solo dopo aver operato una modifica alla sezione di alimentazione della parte di controllo, illustrata nel Capitolo 6, si sono potute studiare correttamente le emissioni generate dai rami di potenza; nei Capitoli 4 e 5 le misure riportate erano affette in gran parte dal disturbo prodotto dal circuito di controllo.

Le misurazioni effettuate tramite l'analizzatore di spettro hanno portato dei risultati immediati sulle armoniche dominanti. Le stesse misure sono state poi ripetute con l'oscilloscopio e tramite la funzione FFT di Matlab abbiamo trovato la Serie di Fourier del segnale acquisito. Poi sono state messo a confronto le misure effettuate con l'analizzatore di spettro con quelle trovate tramite la funzione FFT (Fast Fourier Transform) e si è verificato che i risultati sono equivalenti. Infine sempre grazie a Matlab e alla funzione CWT (Continuous Wavelet Transform) è stata trovata la Trasformata Wavelet del segnale acquisito con l'oscilloscopio. Anche quest'ultima analisi ha consentito di ritrovare le stesse armoniche trovate in precedenza, con in più però l'informazione dell'istante in cui vengono generate tali armoniche.

In particolare nel convertitore nella seguente configurazione:

- $F_s = 12 \text{ kHz}$
- $F = 30 \text{ Hz}$
- $\text{Mod} = \text{PWM1}$
- $I = 5 \text{ A}$

sulla LISN+ stato misurato un picco a circa 2 MHz di ampiezza 76 dB μ V confermato anche dall'analisi fatta tramite la Trasformata Wavelet. Nella stessa configurazione ma passando alla modulazione PWM2 il livello di rumore si è alzato di circa 5 dB μ V. Tale picco di frequenza 2 MHz è causato dal tempo molto breve di commutazione del mosfet.

Infine si è riscontrato anche tramite la Trasformata Wavelet che il disturbo ha come componente dominante quella di modo comune. Tuttavia, solo con questo

strumento matematico si è visto che tale disturbo di modo comune viene generato prevalentemente nell'istante di apertura degli interruttori statici.

Appendice A

Analizzatore di spettro

L'analizzatore di spettro è uno strumento che ha lo scopo di visualizzare lo spettro di ampiezza di segnali periodici. Si usa un filtro a frequenza fissa ed estremamente selettivo, il segnale $x(t)$ in ingresso viene miscelato con una portante sinusoidale generata da un oscillatore locale, in modo da effettuare una traslazione del suo spettro $X(f)$, in particolare, dato che la frequenza f_c della suddetta portante viene fatta aumentare progressivamente, la traslazione di $X(f)$ è tale che, aumentando f_c , porzioni sempre diverse di $X(f)$ si trovino nella banda fissa del filtro e vengano quindi da esso isolate e successivamente misurate.

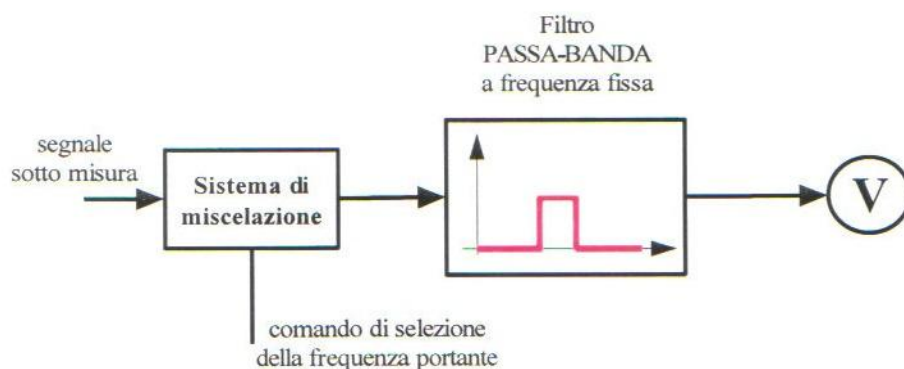


Figura 164 Schema semplificato dell'analizzatore di spettro.

Ricapitolando, la banda del filtro è fissa, ossia centrata su una frequenza centrale f_0 fissa, mentre è lo spettro del segnale che viene spostato in posizioni sempre diverse. Di solito la larghezza di banda viene considerata come l'ampiezza dell'intervallo di frequenza entro cui il modulo della funzione di trasferimento del filtro ($|H(f_0)|$) risulta inferiore al massimo per non più di 6 dB.

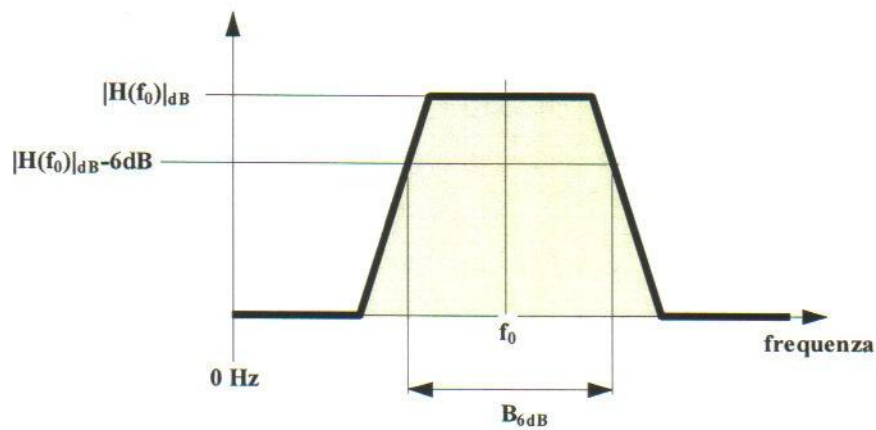


Figura 165 Funzione di trasferimento del filtro.

In ogni istante, il livello che lo strumento indica, in corrispondenza della frequenza centrale della banda, è la somma dei livelli spettrali compresi nella banda del filtro. Nella situazione riportata in Figura 166, lo strumento indica un livello $A+B+C$. Il fatto che lo strumento indica un livello $A+B+C$ in corrispondenza di tale frequenza centrale non significa che esiste una componente armonica di livello $A+B+C$ a frequenza f_0 , ma solo che la banda raccoglie, nell'istante considerato, un livello complessivo $A+B+C$.

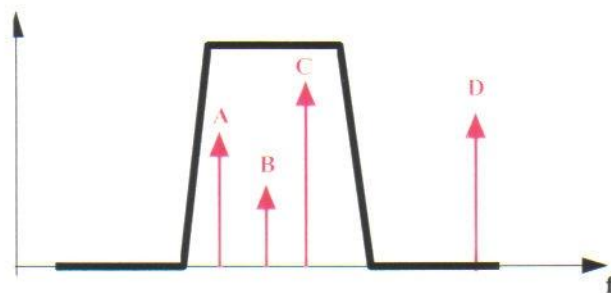


Figura 166 Filtro che raccoglie 3 armoniche distinte.

Non appena il filtro, prosegue nel suo ciclo, si sposta di una posizione verso destra, la prima armonica ad uscire dalla banda sarà A.

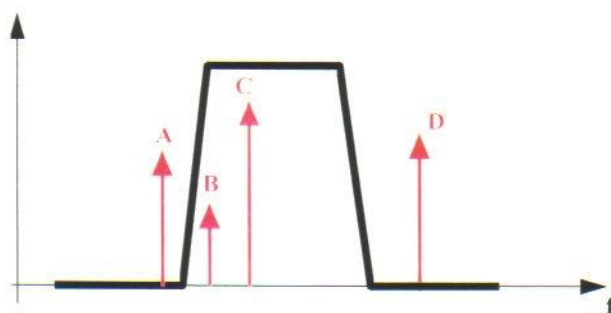


Figura 167 Filtro che raccoglie 2 armoniche distinte.

Da questo concetto si intuisce che, diminuendo la larghezza di banda del filtro, si otterrà un livello più basso di armoniche; questo perché istante dopo istante il numero di armoniche che il filtro lascia passare è minore.

Nel campo delle misure di emissioni radiate e condotte, gli enti normativi hanno fissato la larghezza di banda minima da impiegare che è pari a 100 kHz. Ovviamente più la larghezza di banda è stretta più tempo occorre per effettuare la misura. Fino ad ora abbiamo parlato solo delle caratteristiche del filtro passa-banda e della sua funzione di isolare porzioni spettrali via via diverse fino a coprire l'intero intervallo di frequenza di interesse. Per eseguire la misura possiamo utilizzare diversi rilevatori:

- di picco
- quasi-picco
- valor medio

Lo schema di principio del rilevatore di picco è riportato in Figura 168.

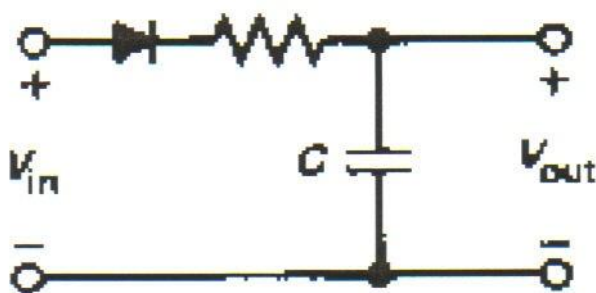


Figura 168 Circuito semplificato di un rilevatore di picco.

Nella realtà vengono utilizzati circuiti ben più complessi, in questo caso uno schema semplificato ci aiuta a capire meglio i meccanismi di funzionamento fondamentali.



Figura 169 A sinistra andamento della tensione in ingresso, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di picco.

Con tale circuito dopo che il condensatore si è caricato alla tensione di picco della sinusoide, tale valore permane anche se la semionda diventa negativa. Il circuito di un rilevatore di quasi-picco è riportato in Figura 170

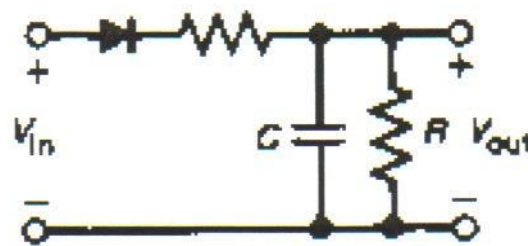


Figura 170 Circuito semplificato di un rilevatore di quasi-picco.

Rispetto al caso precedente abbiamo aggiunto un resistore in parallelo al condensatore; in questo modo se abbiamo in ingresso una successione di impulsi opportunamente separati nel tempo otterremo una tensione in uscita come in Figura 171.



Figura 171 A sinistra andamento della tensione in ingresso con successione di impulsi ben distanziati nel tempo, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di quasi-picco.

Mentre se la successione degli impulsi è molto ravvicinata e il condensatore non riesce completamente a scaricarsi otterremo un tensione in uscita come Figura 172.

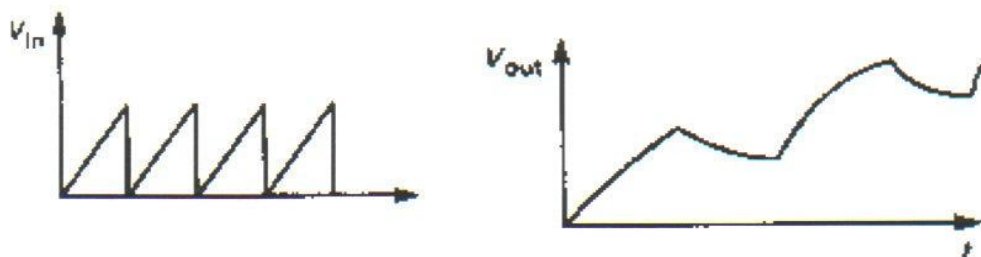


Figura 172 A sinistra andamento della tensione in ingresso con successione di impulsi molto ravvicinati nel tempo, a destra andamento della tensione in uscita dal rilevatore di quasi-picco.

Spesso le norme sulle emissioni impongono che la misura deve essere effettuata tramite un rilevatore di quasi-picco. Quindi per segnali con frequenza di ripetizione bassa, il livello misurato dal rilevatore di quasi-picco è molto più piccolo di quello misurato dal rilevatore di picco mentre per segnali con variazioni veloci a parità intensità forniscono valori molto più alti con il rilevatore di quasi-picco che non con quello di picco. Infine le norme CISPR 11 sui limiti delle emissioni condotte fornisco i limiti anche sul livello medio. Quest'ultimo viene misurato tramite il rilevatore di valor medio che altro non è che un filtro passa-basso, a banda molto stretta, posizionato dopo un rilevatore di involuppo; in tal modo il filtro lascia passare praticamente solo la componente continua dell'involuppo della forma d'onda rilevata in ingresso.

Oscilloscopio

L'oscilloscopio è essenzialmente un dispositivo che consente di visualizzare fenomeni elettrici, il cui andamento nel tempo è riprodotto su uno schermo luminescente. Di questi fenomeni si possono essenzialmente rilevare l'ampiezza, la durata e la frequenza. Dopo il tester, in campo elettronico, l'oscilloscopio è probabilmente il più diffuso strumento per la visualizzazione, la misura e l'analisi di fenomeni elettrici e non solo, poiché usando appositi trasduttori quasi tutti i fenomeni fisici si possono riportare a grandezze elettriche e sono quindi misurabili con questo strumento. Riassumendo l'oscilloscopio è un dispositivo di visualizzazione grafica che rappresenta segnali elettrici variabili nel tempo. L'asse verticale " asse Y ", rappresenta la tensione, mentre quello orizzontale, denominato " asse X ", rappresenta il tempo. Un' oscilloscopio può:

- determinare direttamente il periodo e l'ampiezza di un segnale.
- determinare indirettamente la frequenza di un segnale.
- determinare la componente DC e AC di un segnale.
- localizzare avarie in un circuito.
- misurare l'angolo di fase tra due segnali.
- determinare quale parte del segnale è rumore e come varia nel tempo.

Gli oscilloscopi sono degli strumenti molto versatili largamente impiegati nel campo elettronico in assistenza tecnica, progettazione e produzione che permettono di studiare e analizzare le variazioni di un segnale in funzione del tempo. Questo strumento di misura elettronico si può dividere in due gruppi principali: Analogici e Digitali. Gli oscilloscopi analogici lavorano applicando direttamente una tensione da misurare ad un raggio elettronico che si muove sullo schermo. La tensione deflette il raggio in senso verticale, in proporzione alla sua ampiezza, fornendo una rappresentazione immediata della forma d'onda. L'oscilloscopio digitale campiona la forma d'onda e utilizza un convertitore analogico-digitale (A/D) per trasformare la tensione da misurare in informazioni digitali, informazioni che vengono successivamente utilizzate per ricostruire la forma d'onda sullo schermo.

Entrambi i tipi presentano vantaggi e svantaggi. Gli oscilloscopi analogici sono preferibili quando si utilizzano in prevalenza segnali ripetitivi ed è prioritario visualizzare variazioni veloci del segnale d'ingresso in tempo reale. Gli oscilloscopi digitali vengono impiegati quando è necessaria l'analisi di segnali non ripetitivi o aventi frequenza molto elevata, oppure ancora quando i segnali presentano variazioni molto lente o quando bisogna catturare singoli eventi. Per offrire un maggiore campo di applicazioni sono nati negli ultimi anni dei modelli ibridi analogico/digitali che racchiudono entrambe le soluzioni in un unico strumento.

Sonde di corrente

Generalità

Le sonde di corrente permettono l'accoppiamento di un segnale di corrente con l'ingresso dell'oscilloscopio evitando un collegamento elettrico diretto tra il circuito sotto analisi e l'oscilloscopio, utilizzando principalmente un accoppiamento induttivo. Sulla base della realizzazione del sistema di accoppiamento con il sistema misurato, le sonde di corrente possono essere suddivise in sonde a nucleo chiuso e sonde a nucleo apribile. Una ulteriore

distinzione può essere fatta sulla base della presenza o meno di circuiti attivi necessari alla misurazione della corrente.

Da un punto di vista delle prestazioni ci sono principalmente due tipi di sonde di corrente per oscilloscopio: le sonde per corrente alternata, normalmente di tipo passivo, e le sonde adatte a correnti che possono presentare una componente continua, che generalmente sono di tipo attivo.

Entrambi i tipi di sonde sfruttano il principio del trasformatore. Una corrente alternata che circola sul primario produce un flusso di campo di induzione magnetica variabile. Quando tale flusso è concatenato con un altro avvolgimento (secondario), su di esso si induce una tensione che fa circolare su una impedenza posta tra i suoi terminali una corrente proporzionale, secondo il rapporto spire primario/secondario, alla corrente nel primario.

Sonde a nucleo chiuso

Le sonde concettualmente più semplici sono realizzate con un nucleo magnetico chiuso attraverso il quale deve essere inserito il conduttore che è percorso dalla corrente che si vuole conoscere. Sonde di tale genere non contengono elementi attivi. Il primario è il conduttore che porta la corrente che deve essere misurata, il secondario è un avvolgimento di N spire caricato da una resistenza per convertire la corrente al secondario in una tensione che possa essere osservata con l'oscilloscopio. Il nucleo è in ferrite per poter lavorare con permeabilità elevate fino a frequenze dell'ordine delle centinaia di MHz.

Sonde con nucleo apribile

Le sonde con nucleo apribile sono di gran lunga le più comuni, esse sono disponibili sia nella versione per la sola misurazione di correnti alternate che per la misurazione di correnti che presentano una componente continua. In questi tipi di sonde gli avvolgimenti sono avvolti attorno ad una porzione del nucleo a forma di U; questa è completata da una sbarretta di ferrite che chiude la parte superiore della U. Il principale vantaggio di questo tipo di sonde è che la sbarretta di ferrite può essere spostata premettendo che la sonda possa essere

posta attorno al conduttore che porta la corrente che deve essere misurata. La misurazione di corrente può quindi essere eseguita senza dovere interrompere il circuito per introdurre l'elemento di misura.

Principio di funzionamento

Il principale vantaggio delle sonde con un nucleo intero è che presentano dimensioni molto piccole e una risposta in frequenza fino a frequenze molto elevate, che permette di analizzare segnali molto veloci di tipo impulsivo. L'uscita di tali sonde è inoltre meno influenzata da disturbi esterni, quindi esse permettono di analizzare correnti alternate di piccolo valore. Come contropartita, per essere installate richiedono di disconnettere il conduttore che porta la corrente da misurare e farlo passare attraverso il nucleo del trasformatore. Spostandosi verso la frequenza nulla l'effetto trasformatore è sempre meno efficace.

Ad alta frequenza diventa significativa l'induttanza di dispersione al secondario L_2 , essa è infatti la causa della limitazione di banda per queste frequenze. Si deve inoltre tenere presente che l'induttanza di dispersione al secondario aumenta al crescere della frequenza. All'aumentare della frequenza, infatti, la permeabilità relativa del nucleo diminuisce, diminuisce quindi anche l'accoppiamento tra primario e secondario del trasformatore che realizza la sonda di corrente.

Bande passanti in alta frequenza di questo tipo di sonde sono tipicamente di 100 MHz, si può giungere anche a 1 GHz.

Sonde per corrente continua

La presenza di una componente continua nella corrente porta ad una diminuzione della permeabilità relativa del nucleo di una sonda di corrente, portandolo a lavorare in modo non simmetrico lungo il ciclo di isteresi.

Una diminuzione della permeabilità porta ad una riduzione della costante di tempo in bassa frequenza, essendo peggiorato l'accoppiamento tra primario e secondario.

La componente continua della corrente degrada le prestazioni, in particolare a bassa frequenza, oltre a potere portare alla saturazione del nucleo e quindi ad un funzionamento non lineare della sonda. Un miglioramento può essere ottenuto annullando gli effetti della componente continua del segnale al primario del trasformatore.

Sensore di Hall

È necessario avere a disposizione un dispositivo che sia in grado di fornire un'uscita che sia funzione del flusso prodotto dalla componente continua della forza magnetomotrice. Il dispositivo che viene utilizzato è il generatore ad effetto Hall, esso si basa sull'interazione tra le cariche mobili ed un campo di induzione magnetica non prodotto dal movimento delle prime (esterno).

Un elemento conduttore sia percorso da una corrente I , in assenza di un campo di induzione esterno le cariche sono distribuite in modo uniforme nel conduttore. In presenza di un campo di induzione esterna si ha una "separazione" delle cariche sulle due facce dell'elemento conduttore parallele alla direzione delle cariche in movimento. L'effetto è particolarmente evidente per materiali semiconduttori, si ricorda che in essi i portatori di carica possono essere sia elettroni che lacune. Si viene quindi a creare una tensione tra le due facce, detta tensione di Hall. Tale tensione è proporzionale alla corrente impressa I ed all'ampiezza del campo di induzione magnetica B e dipende dalla polarità di entrambi.

Un valore tipico di sensibilità della sonda di corrente a nucleo chiuso può essere considerato dell'ordine di 1 V/A . Una sonda di corrente attiva può avere una sensibilità in termini di volt in uscita su corrente in ingresso che può essere variata, grazie agli stadi amplificatori, tra 50mV/1mA a 100mV/1A . Un aumento della sensibilità può essere ottenuto avvolgendo più spire del conduttore che porta la corrente attorno al nucleo della sonda, la sensibilità aumenta di un fattore pari al numero di spire realizzato.

Appendice B

Matlab

MATLAB (abbreviazione di Matrix Laboratory) è un ambiente per il calcolo numerico e l'analisi statistica che consente di ottenere i risultati mediante comandi molto più sintetici di quelli formulabili mediante i linguaggi procedurali più tradizionali come Fortran, BASIC, Pascal, C o Java, cioè linguaggi di medio livello.

È nato per facilitare calcoli sulle matrici, successivamente si è arricchito di molteplici funzionalità di calcolo, di visualizzazione, di programmazione e di interazione uomo-macchina.

MATLAB è un sistema software prodotto dalla MathWorks, industria specializzata in software computazionale; esso permette di scrivere programmi anche molto complessi, consente di definire delle GUI, interfacce grafiche per l'utente, e può interagire con altri sistemi di elaborazione dei dati come linguaggi di programmazione per esempio Fortran, C++ e Java e fogli elettronici come Excel.

PSpice

Il programma SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) è un codice per la simulazione numerica di circuiti elettrici ed elettronici analogici e/o digitali. Con Spice è possibile eseguire analisi in regime stazionario DC, AC, transitorie, di Fourier, parametriche, statistiche, etc. L'analisi del circuito elettrico consiste nella determinazione delle grandezze elettriche caratteristiche dei bi- o multi-poli, note che siano la topologia della rete e le grandezze forzanti. Nell'analisi in regime stazionario SPICE calcola il

punto di lavoro del circuito con condensatori disconnessi e induttori corto circuitati. Se una o più delle caratteristiche tensione corrente dei componenti presenti è non lineare, le equazioni risolventi sono anch' esse non lineari (SPICE utilizza un metodo iterativo) . L'analisi in transitorio calcola le tensioni di nodo come forma d'onda in funzione del tempo: è un'analisi per grandi segnali. L'analisi in frequenza calcola le tensioni di nodo come numeri complessi, funzioni della frequenza imposta dal generatore sinusoidale applicato in ingresso. Nel caso di circuiti non lineari si fa uso dell'analisi per piccoli segnali.

Bibliografia

- [1] R. Paul Clayton: “Compatibilità elettromagnetica”. HOEPLI - 1995.
- [2] M. Rashid: “Power Electronics”. HOEPLI - 2003.
- [3] R. Perfetti: “Circuiti elettrici”. ZANICHELLI - 2003.
- [4] Leon W. Couch: “Fondamenti di telecomunicazioni”. Apogeo Editore.
- [5] Giovanni Naldi, Lorenzo Pareschi: “Matlab. Concetti e progetti”. Apogeo Editore.
- [6] Marco Frontini: “Fondamenti di calcolo numerico. Problemi in laboratorio”. Apogeo Editore.
- [7] Giovanni Coltella: “Manuale di metrologia e strumentazione elettronica”. HOEPLI.
- [8] D. Mirri: “Strumentazione elettronica di misura”. CEDAM - 2004.
- [9] L. Coppola: “Application of the wavelet transform to the analysis of electromagnetic compatibility issues in power electronics converters”. Tesi di dottorato – 2005.
- [10] L. Sandrolini: Dispense del corso di Compatibilità elettromagnetica e laboratorio L - 2007.

<http://it.wikipedia.org/>

<http://digilander.iol.it/sandry1>

<http://www.engineeringvillage2.org>

<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>

<http://www.microvolt.com/table.html>

<http://www.francescomarino.net/matlab/index.html>

<http://www.luce.unife.it/normative.htm>

<http://www.datasheetcatalog.com>